Diodi Stackpack® Varian

50 watts in banda S
8 watts in banda C
2 watts in banda Ku

I nuovi diodi a più «chip» della Varian permettono di ottenere fino a 100 Watts a 2 GHz e oltre 1,0 Watt a 12 GHz.
I diodi varactor Bimode® Varian sono ora disponibili nelle versioni a 2 e a 3 «chips».

Per ulteriori informazioni rivolpersi a:
Varian SpA
Via Fratelli Varian
10040 Leinì / Torino
Tel. (011) 26 80 86

ITS TEKTRONIX

Integrated Test System

Misura: • *Frequenza* • *Tempo* • *Resistenza* • *Temperatura* • *Tensione* • *Corrente*

Con la presentazione dei due nuovi cassetti 7D13 e 7D14, per misure di frequenza fino a 500 MHz (senza prescaler) e di tensione, corrente, resistenza e temperatura, che utilizzano il generatore di caratteri contenuto nell'unità base, Tektronix mette in evidenza che un oscilloscopio della serie 7000 può divenire un "ITS", un sistema di misura integrato capace di coprire tutte le necessità del laboratorio elettronico.

"ITS": un modo nuovo di intendere la strumentazione.

La serie 7000 Tektronix comprende già cinque unità base e 17 cassetti, ma altre aggiunte sono attese a breve scadenza.

MILANO - Via dei Gracchi, 20 - Tel. 4996 (5 linee)
ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855366 - 869009
TORINO - Piazza Adriano, 9 - Tel. 540075 - 543527

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 3 — ANNO XX

MAGGIO GIUGNO 1971

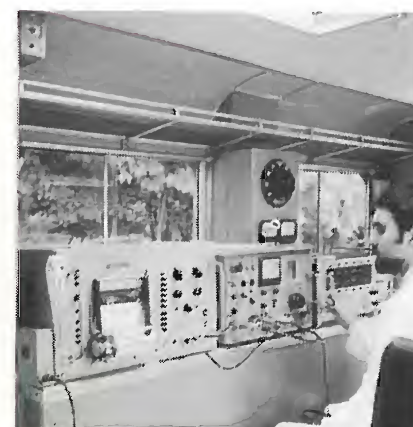
DA PAGINA 85
A PAGINA 124

RIVISTA BIMESTRALE
A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, D. FARO,
R. VAUDETTI, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO. VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Automezzo attrezzato impiegato dalla RAI per mettere a punto una metodologia di misura dei campi e.m. MF nelle città. Durante l'avanzamento del veicolo l'intensità del campo e.m., ricevuto da una antenna omnidirezionale posta sul tetto a 4 m del piano stradale, viene contemporaneamente registrata su nastro di carta ed analizzata da un classificatore statistico di livelli. Il trascinamento della carta del registratore analogico e la cadenza degli impulsi di analisi vengono comandati dalle ruote dell'automezzo. (articolo a pag. 87)

Sommario:

pagina

UNA COPIA L. 500 (ESTERO L. 600)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2500 (ESTERO L. 3500)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

DISTRIBUZIONE NELLE ZONE URBANE
DEI CAMPI ELETTROMAGNETICI DI TRASMETTITORI AD ONDE METRICHE PER MF

ITALO MUSSETTO - MARINO RICCARDI (*)

SOMMARIO — Viene illustrata una metodologia, per la misura dei campi elettromagnetici modulati di frequenza (MF) nelle città che, impiegando un automezzo in movimento, ha il vantaggio della semplicità e della rapidità. Partendo dai risultati di una campagna di misura condotta dalla RAI nelle città di Milano, Pordenone, Perugia e Reggio Calabria, si fissa l'attenzione sulla forma della distribuzione statistica dei campi elettromagnetici nelle zone urbane, ottenuta con questa metodologia, e sui parametri più opportuni per caratterizzarla. Infine, sempre in base ai risultati delle misure, si traggono considerazioni riguardanti il confronto tra le varie metodologie.

*SUMMARY — **VHF-FM electromagnetic field distribution in urban areas.** A methodology is described for easy and quick measurements of the VHF-FM e. m. fields in towns by means of a running car. On the basis of experimental results attained by RAI during a measurement survey in the cities of Milano, Pordenone, Perugia and Reggio Calabria, attention is brought on the shape of the statistical distribution of the e. m. fields in urban areas, consequent to this methodology. The choice of its most convenient parameters is considered and comparisons with other similar methodologies are made in order to obtain the best display of the measurement results.*

1. Premessa.

Nel 1969 la Direzione Centrale Tecnica della RAI, con i mezzi del Centro di Controllo di Monza e del Servizio Controllo Qualità Ricezione, ha condotto una campagna di misura in quattro città d'Italia (Pordenone, Perugia, Reggio Calabria e parte della città di Milano) con lo scopo di accertare come si distribuiscono i campi elettromagnetici dei trasmettitori MF nelle zone urbane e per avere una prima verifica diretta sui valori necessari per una ricezione di buona qualità, in conformità con le raccomandazioni del CCIR (bibl. 1)

La metodologia seguita finora dalla RAI e dai vari organismi radiotelevisivi internazionali, per le misure dei segnali VHF e UHF nelle aree di servizio, non è unica; i parametri che più vengono usati, oltre al campo elettromagnetico diretto, non sempre misurabile, sono:

a) il valore del campo elettromagnetico al livello dei tetti;

b) il valore del campo a 10 metri dal suolo (oppure 30 piedi);

c) il valore del campo a 3 metri dal suolo (oppure 10 piedi);

d) il valore del campo a varie quote « alla periferia » della zona urbana, che si può interpretare come quello che si avrebbe nella zona urbana di cui trattasi, se scomparissero tutti i fabbricati.

Ovviamente i parametri sopra indicati sono valori che variano casualmente, in genere, da punto a punto in una stessa zona urbana, raggruppandosi secondo leggi statistiche intorno a certi valori medi, che solitamente si assumono come rappresentativi della zona da studiare.

(*) Dott. ing. Italo Mussetto e dott. ing. Marino Riccardi della RAI.

Dattiloscritto pervenuto il 23 febbraio 1971.

A somiglianza di quanto succede per la televisione, anche per la M.F. il parametro maggiormente usato è il valore del campo elettromagnetico al livello dei tetti, ma mentre per la TV trattasi di un valore altamente significativo, in quanto coincide col campo che l'utente riceve attraverso la sua antenna, per la M.F. questo non è più vero, almeno dall'avvento in massa dei ricevitori portatili. Pertanto si hanno due alternative:

— integrare l'attuale metodo di misure con alcuni coefficienti che permettono il passaggio dal valore del campo all'altezza dei tetti a quello disponibile entro le abitazioni in diverse condizioni edilizie e urbanistiche;

— adottare un metodo sostitutivo e accertarne la validità, la semplicità e l'efficacia.

Negli abitati sparsi o nei centri piccoli la conoscenza del campo all'altezza dei tetti è indicativa delle condizioni dell'utenza. Infatti ivi la ricezione all'interno delle case è in genere ostacolata dalle sole pareti o dal soffitto della casa in cui è posto il ricevitore. Pertanto un unico fattore di correzione, eguale per tutti, può permettere di passare dal campo all'altezza dei tetti alla qualità di ricezione entro le abitazioni.

Nelle città medie e grandi, invece, le strade si differenziano in strette e centrali e larghe e periferiche; le differenze di altezza degli edifici sono notevoli e spesso si hanno cortine di case che sommergono quelle più basse; gli spazi liberi sono molto limitati rispetto a quelli occupati dalle costruzioni. Per determinare la possibilità di ricezione dell'utenza all'interno delle abitazioni, partendo dalle misure all'altezza dei tetti, bisognerebbe quindi introdurre diversi fattori, variabili al variare delle caratteristiche urbanistiche delle città, della posizione dell'edificio in essa e della posizione dell'alloggio nell'edificio.

La misura al livello dei tetti ha inoltre lo svantaggio di essere molto difficoltosa e, soprattutto per le città

Fig. 1. — Automezzo attrezzato per le misure del campo elettromagnetico.

di una certa dimensione, di non essere chiaramente definita. Una soluzione alternativa e certamente più significativa, è la misura a 30 piedi (o 10 metri), perché potrebbe rappresentare il « campo alla finestra dell'utente medio ». Tale misura ha il vantaggio di essere suggerita dalle norme CCIR; però è ugualmente difficoltosa, perché per ogni punto di misura occorre elevare una antenna telescopica a 10 metri e dopo la misura riabbassarla e così via.

Per uscire da tale difficoltà conviene adottare misure a 3 ÷ 4 metri, che consentono di installare il sistema ricevente su un automezzo leggero e di automatizzare buona parte (o volendo anche tutta) la procedura. Questa ultima soluzione è stata adottata nella campagna di misura descritta nel presente lavoro, che si prefigge i seguenti scopi:

— verificare la praticità della metodologia di misura a 3 ÷ 4 metri;

— individuare, con minimo numero di parametri e in modo facile, le caratteristiche del campo elettromagnetico a disposizione degli utenti a 3 ÷ 4 metri;

— verificare la possibilità di introdurre fattori di correzione che consentano di passare dal campo a 3 ÷ 4 metri a quello a 10 metri.

2. Metodologia e apparecchiature.

Come vettura mobile per le misure è stato impiegato un automezzo sul quale è stata installata una antenna ricevente « turnstile » all'altezza di 4 metri dal suolo e di 1,2 metri dal tetto dell'automezzo (fig. 1). Le altezze sopra dette sono un equo compromesso tra l'effetto riflettente del tetto ed il pericolo di ostacoli sovrastanti (ponti, fili elettrici, rami d'alberi, ecc.).

L'antenna, di guadagno noto e con diagramma di irradiazione circolare (con buona approssimazione), è stata collegata ad un misuracampo Rohde & Schwarz tipo ESU, usato con la indicazione logaritmica, avente dinamica di 40 dB. La tensione continua in uscita del misuracampo è stata inviata, contemporaneamente, ad un registratore Rohde & Schwarz tipo Enograph scrivente su nastro di carta e ad un analizzatore di livelli D. Olivetti (fig. 2).

L'avanzamento della carta del registratore (1 mm/metro) e la generazione degli impulsi di conteggio dell'analizzatore di livelli (2 impulsi/metro) sono stati collegati all'avanzamento delle ruote dell'automezzo (fig. 3).

Le osservazioni estratte dal diagramma analogico consentono, al limite, di conoscere il campo in ogni punto del percorso; è questo un fatto che, utile in sede di ricerca, non è di grande praticità per una campagna sistematica di misure per ovvie difficoltà di conservazione e per l'alto numero di dati da interpretare. È molto sintetico invece raggruppare, per uno stesso percorso, i punti che cadono entro certi livelli preassegnati e rilevare la frequenza con cui il segnale si presenta in ciascun intervallo o classe, oppure rilevare la frequenza cumulativa con cui il segnale si presenta al di sopra del livello limite di ogni intervallo. Questa seconda operazione, che può essere fatta manualmente sul diagramma analogico, viene automaticamente eseguita dal classificatore di livelli. Infatti il classificatore impiegato consta di 10 contatori a 6 cifre, che scattano quando il livello supera una prefissata soglia di taratura. Le dieci soglie sono regolate in modo crescente, nel nostro caso con un passo di 4 dB.

Fig. 2. — Apparecchiature installate all'interno dell'automezzo per le misure del campo elettromagnetico (v. anche copertina).

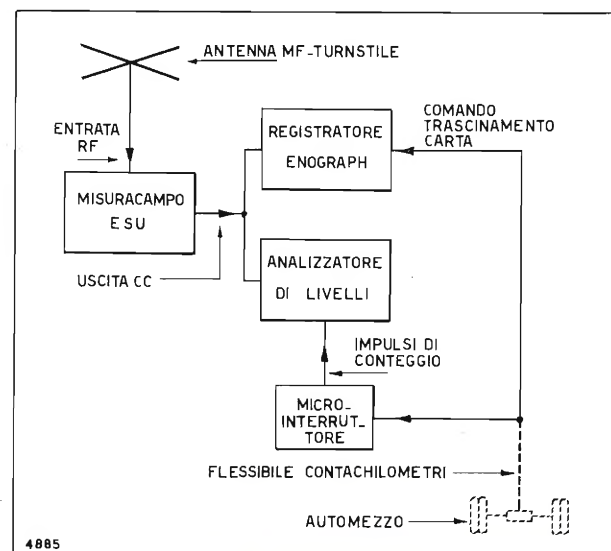



Fig. 3. — Schema a blocchi delle apparecchiature usate per le misure del campo elettromagnetico con automezzo in movimento.

Pertanto, sul classificatore, le misure relative ad un percorso si condensano in una tabella di 10 numeri, che corrispondono, ognuno, al numero di volte con cui si è presentato un certo intervallo di livello o un livello superiore. Rapportando tale numero al numero totale delle osservazioni (dato da un altro contatore ausiliario) si può tracciare, su un diagramma, la distribuzione cumulativa delle frequenze.

I passi logici successivi consisteranno nel ritenere tale distribuzione un campione rappresentativo di tutta una zona o di tutta una città e di sostituirne la distribuzione con il minimo numero di parametri. Tale obbiettivo consente di caratterizzare una zona o una città con pochissimi numeri, sufficientemente descrittivi e relativamente facili da memorizzare su un archivio (anche elettronico).

3. Prime osservazioni sulla metodologia scelta.

La metodologia di misura sul piano operativo si è dimostrata molto pratica, potendosi esaurire le misure di una grossa città in pochi giorni. Essa tuttavia non è adatta alla misura di campi variabili nel tempo, né per ricavare il cosiddetto campo elettromagnetico diretto irradiato da un trasmettitore (bibl. 2, 3).

Metodologie simili sono adottate da altri organismi o autori (bibl. 4, 5, 6) come metodo di sondaggio dei campi e.m. in orizzontale a quota fissa (30 piedi). Secondo questi autori il mezzo in movimento avrebbe dovuto percorrere un centinaio di metri, nell'intorno di un punto prefissato per la misura, con l'antenna a 30 piedi, al fine di valutare un valore mediano F (50), cioè superato per il 50% del percorso, e di attribuirlo al punto stesso della misura. Nel nostro caso l'antenna non è stata posta a 30 piedi, per gli ostacoli che essa avrebbe incontrato e la pericolosità del movimento: ci si è limitati a 4 metri ed inoltre il percorso non era brevemente limitato a intorni di punti, ma esteso a parecchi chilometri, a « rappresentare » una zona o una città.

La cadenza delle misure (da noi una rilevazione ogni 50 cm) non è critica né costituisce una difficoltà particolare. Facendo un confronto tra i risultati sintetizzati dal registratore continuo a carta con quelli direttamente dati dal classificatore, si è trovata una perfetta coincidenza, nonostante le forti oscillazioni del campo dovute alle onde stazionarie. Il risultato della misura permette quindi di conoscere la statistica dei campi e.m. a 4 metri dal suolo in tutta la zona prefissata della città; in particolare la forma cumulativa scelta per la distribuzione ha il vantaggio di dare immediatamente la percentuale dei punti (e quindi degli utenti) di una certa zona che ha a disposizione campi superiori a un dato valore. Tra l'altro è importante il valore che corrisponde al 50% dei rilievi effettuati: (nel linguaggio statistico si dice della « popolazione ») $F(50)$ (valore mediano), perché ad esso fanno riferimento le raccomandazioni del CCIR. La forma cumulativa ha poi il vantaggio che, se tracciata su una carta graduata opportunamente, diventa una retta quando la distribuzione è gaussiana o normale. In tal caso è da ricordare che per le proprietà di quest'ultima, i valori che, corrispondono al 16%: $F(16)$, e all'84%: $F(84)$, differiscono dal mediano (che coincide per la gaussiana con la media aritmetica) di un valore uguale allo scarto quadratico medio della distribuzione stessa.

4. Caratteristiche del campo elettromagnetico registrato - Distribuzioni statistiche.

L'esame anche sommario di una registrazione analogica tipica (fig. 4) mostra che il campo e.m. casuale registrato è la sovrapposizione di due strutture:

a) la prima, con fluttuazioni a lungo periodo (alcune decine di metri), è dovuta all'effetto schermante degli ostacoli (edifici, linee elettriche, ecc.), interposti tra l'antenna trasmittente e l'antenna ricevente e risente particolarmente della maggiore o minore esposizione verso il trasmettitore;

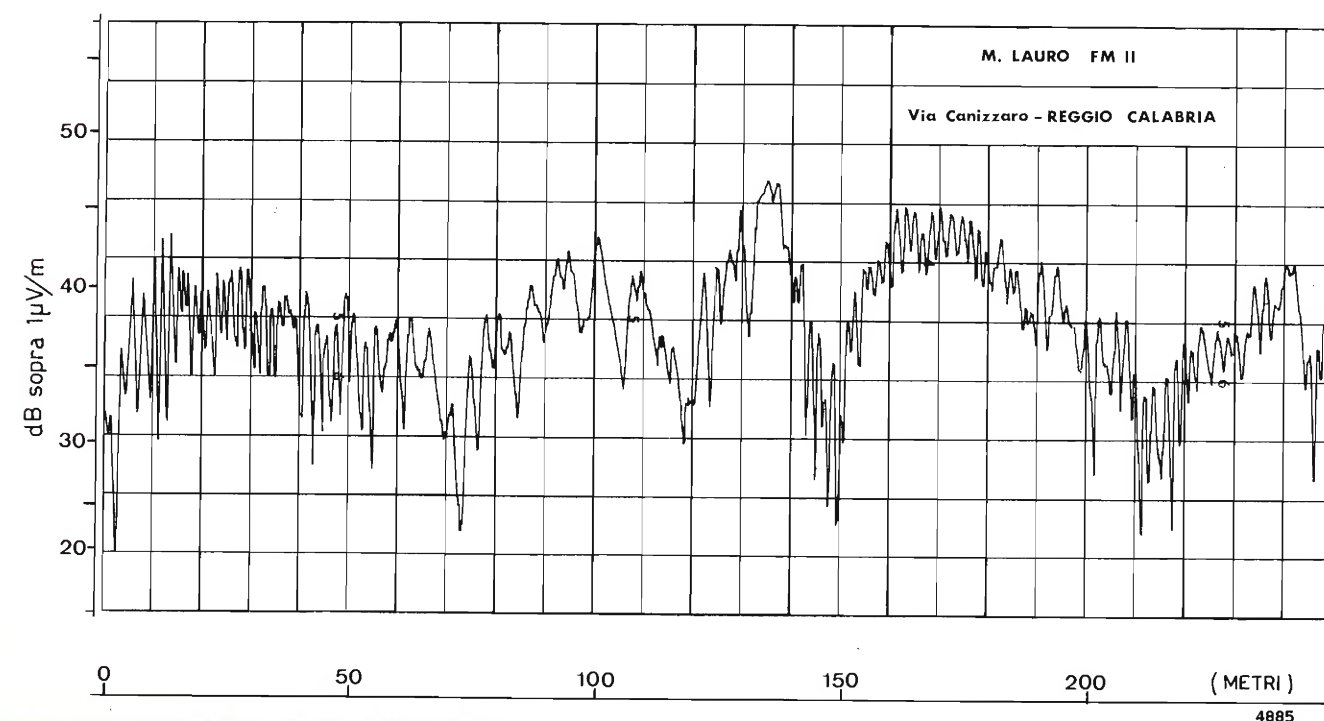



Fig. 4. — Esempio di registrazione del campo elettromagnetico misurato con automezzo in movimento.

b) la seconda, con fluttuazioni a breve periodo (circa mezza lunghezza d'onda), è dovuta alle onde stazionarie prodotte dagli ostacoli vicini al mezzo mobile e risente particolarmente delle dimensioni delle vie o piazze attraversate.

Alcuni studiosi e sperimentatori delle misure in movimento (bibl. 7, 8) hanno considerato separatamente queste due componenti.

I tentativi, fatti all'inizio delle esperienze qui descritte, per considerare soltanto la componente del campo e.m. con variazioni lente, non hanno dato risultati soddisfacenti. Ci si è dunque orientati a considerare la distribuzione statistica delle variazioni complessive del campo e.m., tenendo presente che la distribuzione a breve periodo, mentre da un lato non altera praticamente il valore mediano della distribuzione a lungo periodo (perché ha valore medio praticamente nullo), ne aumenta dall'altro il coefficiente di dispersione, fornendo una indicazione sul peggioramento della qualità del servizio; inoltre, per il confronto omogeneo con altri metodi di misura, che non possono separare le due cause di variazione, è opportuno considerare il campo e.m. complessivo. Non è escluso però che, nelle esperienze future, altre indagini possano essere fatte considerando separatamente le due componenti.

Assunto il metodo statistico campionario per la determinazione del campo elettromagnetico con cui è servita una zona, il problema è di constatare la forma della distribuzione campionaria e vedere quali parametri è necessario e conveniente assumere per individuare la zona stessa.

Circa la distribuzione, si può partire dalla considerazione che la rilevazione, estesa a tutto un agglomerato urbano, arriverà a unire, in uno unico insieme (nel linguaggio statistico si dice in un unico « universo ») corrispondente alla zona di misura prescelta, moltissime popolazioni elementari, la cui distribuzione singola può essere puntiforme o rettangolare o comunque con una distribuzione semplice, facilmente ipotizzabile. La riunione casuale di tante popolazioni elementari, quali è lecito attenderci in un agglomerato urbano, dovrebbe tendere a portare verso distribuzioni di tipo gaussiano.

Le misure fatte dimostrano *vera tale asserzione con le seguenti condizioni*:

a) il campo deve essere considerato non in volt/metro ma in decibel sopra 1μV/m (scriveremo brevemente dBμ) cioè la distribuzione tende ad essere log-normale.

b) La zona che racchiude l'universo di misura deve essere « investita » da un campo elettromagnetico esterno sufficientemente uniforme.

c) Non bisogna inserire, in proporzioni notevoli, zone scarsamente edificate e quindi troppo aperte verso il trasmettitore con zone fortemente urbanizzate (impianto urbanistico sufficientemente omogeneo).

Nella misura in cui le condizioni *b*) e *c*) non sono soddisfatte, tanto più « malformate » sono le distribuzioni rispetto la normale.

Nella figura 5 sono riprodotte alcune tipiche distribuzioni rilevate. Si è pervenuti pertanto alle seguenti conclusioni:

a) È necessario suddividere l'area da misurare in zone uniformi. Tale uniformità riguarda, in primo luogo, il campo elettromagnetico che « investe » la zona stessa e poi il tipo di impianto urbano ivi prevalente. Riguardo il primo fattore di uniformità, occorre evitare, per quanto possibile, la mescolanza di settori in vista con settori in ombra rispetto al trasmettitore, nonché settori in cui siano dominanti trasmettitori diversi; relativamente al secondo è necessario distinguere zone con abitazione intensiva (es. centro storico) da zone di tipo residenziale.

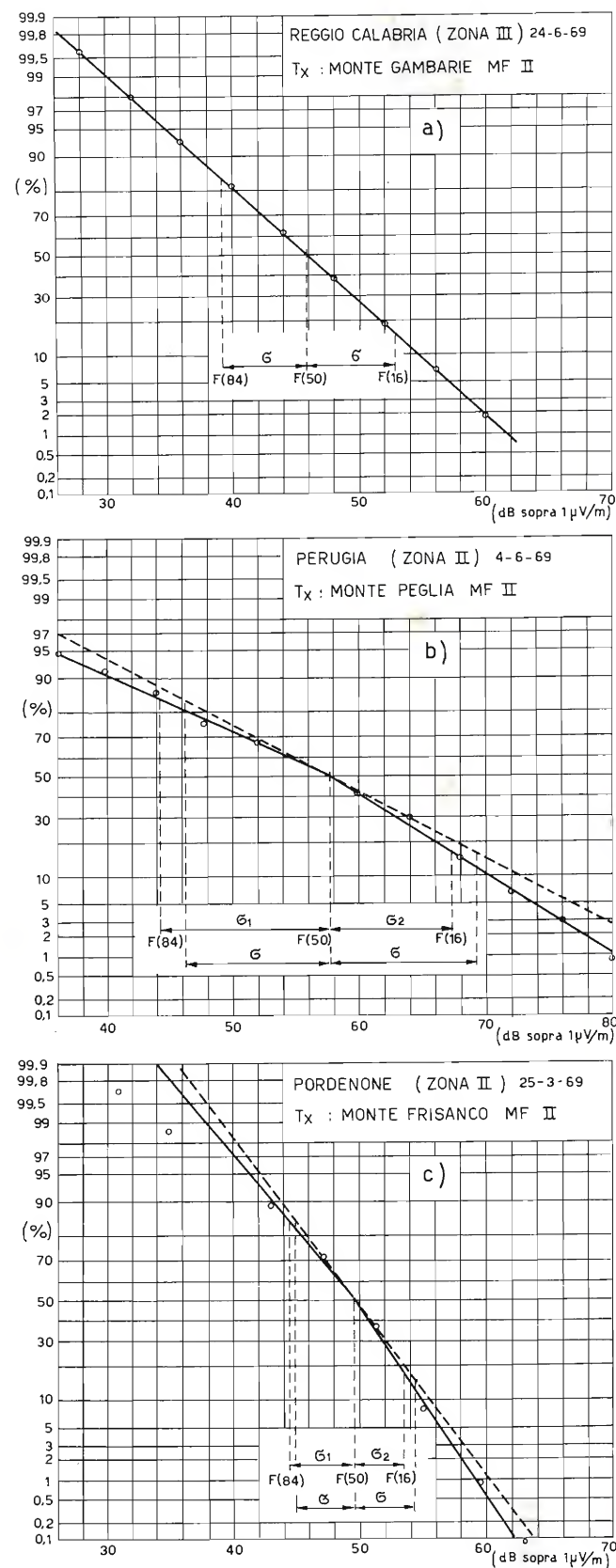



Fig. 5. — Esempi di distribuzione campionata dell'intensità del campo elettromagnetico, rilevata con l'automezzo in movimento. Le ordinate, che indicano la percentuale del percorso in cui il campo e. m. è superiore al valore riportato sulle ascisse, sono scelte in moto tale che un andamento gaussiano è rappresentato da una retta (carta gaussiana): *a*) andamento quasi perfettamente gaussiano (i punti rilevati stanno su una retta); *b*) andamento mediamente « malformato »; *c*) andamento « molto malformato » (punti rilevati molto dispersi).

b) È necessario che il percorso dell'automezzo di misura, nell'ambito della zona, interessi strade e vicoli in maniera « rappresentativa », evitando errori sistematici (per esempio facendo le sole strade di gran traffico). Risulta conveniente preventivare tale percorso su una carta topografica.

c) È raccomandabile interrompere la registrazione quando si attraversi, nell'ambito di rilievo di zone urbane, una strada senza case o alberi, cioè molto aperta.

Le avvertenze sopra esposte tendono a non fare entrare nel campione, in maniera sistematica, una popolazione spuria rispetto quella che si vuol rilevare. Ciò avrebbe, come conseguenza, un allontanamento delle curve di distribuzione dalla normalità, una dispersione maggiore di risultati e una imprecisa informazione sulle condizioni della utenza.

Ovviamente trattasi di *criteri informativi*, che non possono essere rigidi.

Le indagini, fatte nel corso della presente campagna di misure, ci hanno portato alla convinzione che è abbastanza facile suddividere in zone uniformi le città piane, ma che può essere anche molto difficile ottenere buoni risultati in città in quota tormentata.

Si può pertanto concludere che le misure effettuate a 3 ÷ 4 metri dal suolo di una zona urbana possono essere interpretate da una distribuzione gaussiana tanto meglio, quanto più opportunamente l'intera area esplorata sia stata convenientemente suddivisa. Esistono peraltro situazioni effettive in cui è difficile o troppo oneroso isolare zone normali: per tali situazioni si sono previste approssimazioni che sono risultate più che soddisfacenti.

5. Parametri di individuazione di una zona.

L'assimilazione della distribuzione ad una gaussiana limita i parametri a due: la media μ ($\simeq$ mediana) e lo scarto quadratico medio σ. Questa assimilazione, in buona parte dei casi trattati, si può agevolmente effettuare. Negli altri casi vi sarebbe l'alternativa di ricorrere ad altre distribuzioni più o meno note, ma si perderebbe il pregio della facilità e praticità, senza arrivare a significativi miglioramenti. Si è preferito, anche qui, rimanere nel campo delle distribuzioni di Gauss, sia mantenendo due parametri μ e σ (e quindi tollerando scarti maggiori) sia passando a tre parametri μ, σ_1, σ_2. In realtà il σ, come verrà definito, potrebbe essere meglio chiamato « fattore di variazione » o di dispersione. A tal riguardo si ricorda che i documenti del CCIR definiscono « fattore di variazione » lo scostamento in dB tra il valore superato nel 90% dei casi e il valore preso in esame.

In definitiva i tipi di distribuzione considerati, per adattarli alle rilevazioni, sono qui appresso descritti (fig. 5*a*, *b*, *c*).

1° tipo: la rappresentazione è del tipo normale. Il valore del mediano $F(50) = \mu$ è ricavato come interpolatore lineare (sulla carta di Gauss usata nella fig. 5) tra i due valori sperimentali delle frequenze corrispondenti alle percentuali immediatamente superiori e inferiori a 50%. Il valore dello scarto quadratico medio o deviazione normale σ è ricavato come $\sigma = F(50) - F(84) = \sigma_1$, ove $F(84)$ è ottenuto a sua volta dalla interpolazione lineare tra i due valori sperimentali adiacenti a 84%.

2° tipo: La rappresentazione è ancora del tipo normale. Il valore del mediano $F(50)$ è ricavato come nella rappresentazione del 1° tipo. Il valore di σ è assunto come valor medio tra la deviazione superiore $\sigma_1 = F(50) - F(84)$ e la deviazione inferiore $\sigma_2 = F(16) - F(50)$, ove $F(16)$, $F(50)$, $F(84)$ sono sempre ricavate, per interpolazione lineare, dai valori sperimentali come sopraddetto.

3° tipo: La rappresentazione è la combinazione di due gaussiane, aventi lo stesso valore mediano F (50) ricavato come nella rappresentazione del 1° tipo: la gaussiana superiore ha scarto quadratico medio σ_1, quella inferiore ha scarto quadratico medio σ_2 ricavate come nella rappresentazione del 2° tipo.

Tutte e tre le rappresentazioni hanno il requisito della semplicità per il piccolo numero di parametri da determinare (2 o 3), partendo dalle frequenze relative fornite dall'analizzatore di livelli. Infatti i risultati, ottenuti per via grafica sulla carta di Gauss, differiscono poco dai risultati ottenuti per interpolazione numerica lineare, soprattutto se il risultato è vicino a uno dei punti sperimentali.

Dall'esame fatto su 40 zone delle città (scelte per l'indagine tra tipi molto diversificati delle città italiane) si è potuto rilevare che il grado di approssimazione è sempre ottimo, con sensibili ulteriori miglioramenti passando dal 1° al 2° e al 3° tipo di rappresentazione.

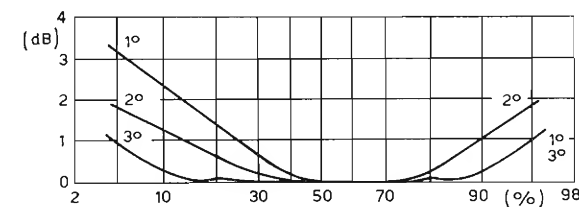



Fig. 6. — Scostamenti medi in dB tra valori osservati e valori determinati con i parametri del 1°, 2°, 3° tipo in funzione della percentuale di percorso (ascisse); tali scostamenti sono stati calcolati dopo aver effettuato le misure in 40 zone urbane.

Nella figura 6 sono riportate le curve degli scostamenti medi complessivi tra i valori osservati e i valori calcolati, adottando i tre tipi di rappresentazione. Ovviamente gli errori aumentano verso le percentuali estreme (campo minimo a disposizione del 5% dell'utenza e del 95% dell'utenza), però si tratta sempre di scostamenti contenuti entro qualche decibel e, per il terzo tipo, inferiori al decibel.

Le variazioni di σ_1 e σ_2 sono legate alle disuniformità della zona e arrivano a valori di 10 dB o più solo dove non si sia potuto evitare di comprendere, nella « zona » da misurare, parti in ombra e parti in vista del trasmettitore, in proporzione quasi eguali.

Nella figura 7 è rappresentato l'andamento percentuale dei casi nei quali σ_1 o σ_2 superano il valore indicato nelle ordinate. L'esame della figura mostra come

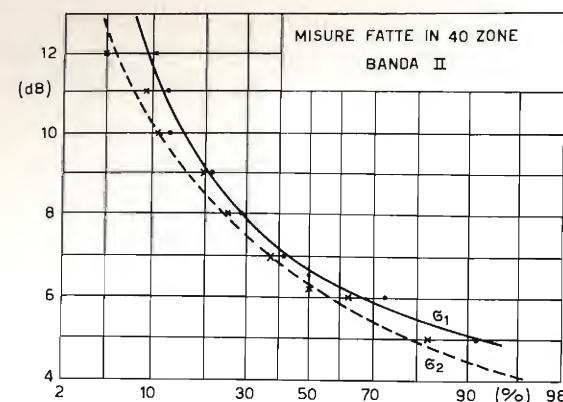



Fig. 7. — Percentuale delle zone nelle quali il fattore di variazione $\sigma_1 = F(50) - F(84)$ o il fattore $\sigma_2 = F(16) - F(50)$ superano il valore indicato nelle ordinate.

in generale ci si debba aspettare valori di σ inferiori a 8 dB e scarti tra σ_1 e σ_2 inferiori a qualche dB. Quando, in pratica, ci si trova con eccedenza rispetto questi valori, si ha un chiaro indice che la zona non ha una copertura di servizio, rispetto la media, da considerarsi normale, cioè che è malformata e molto disuniformemente servita.

6. Confronto di metodologie.

Uno degli obiettivi della campagna di misure era di indagare se si potessero avere indicazioni sulla variazione del campo tra 4 metri e 10 metri, o meglio se, assodata la validità di assumere come rappresentativo del campo a 3 ÷ 4 metri di una zona il valore $F(50)$ determinato come descritto in precedenza, si potessero trovare fattori di riporto di tale valore a 10 metri.

A tale scopo e per ogni zona sono state eseguite, oltre le misure in « movimento », anche misure di sondaggio verticale in un certo numero di punti fissi. Per ogni punto fisso si sono assunti, come misura 4 4 metri (che chiameremo F_4) e rispettivamente a 10 metri (F_{10}), le medie rilevate, in ciascuno dei « punti fissi », in intorni verticali di 2 metri. Questo ha consentito di confrontare i dati desunti per ogni zona col metodo in movimento (cioè $F(50)$, σ_1, σ_2), con i dati desunti dalle misure fatte nella stessa zona nei punti fissi a 4 metri (F_4). Che questi ultimi siano indicativi dei punti stessi non vi è dubbio, ma da essi desumere dati sulla situazione della zona è meno sicuro che col primo metodo. Infatti il numero di misure in punti fissi non potrà che essere di alcune unità o, al più, di una decina di unità per ogni zona e la loro media $\overline{F}_4$ e lo scarto quadratico medio σ_4 possono essere assunti a parametri della zona con una incertezza che è tanto più grande quanto minore è il numero di rilevamenti e quanto meno uniforme è la situazione della zona.

Nella tabella 1 si sono riportati, a titolo di esempio, per una decina di zone, i parametri ottenuti dal metodo in movimento e da quello con i punti fissi.

La colonna $\Delta\overline{F}_4$ (90%) rappresenta il margine di incertezza sulla assunzione di $\overline{F}_4$ a parametro rappresentativo della zona, calcolato con la formula:

$$\Delta\,\overline{F}_4 = t_{90\%}\,\frac{\sigma_4}{\sqrt{N-1}}$$

dove $t_{90\%}$ è il valore della variabile t della distribuzione di Student (bibl. 9) al livello di « confidenza » 90% e per gradi di libertà $N-1$; σ_4 è lo scarto quadratico medio delle misure ed N il numero dei punti fissi della zona; $\Delta\overline{F}_4$ è così l'intervallo in dB che occorre considerare per un livello di « confidenza » del 90%, esso è dunque il segno dell'incertezza nel valutare la media della zona, utilizzando per essa $\overline{F}_4$. L'analogo intervallo di incertezza, per il caso delle misure in movimento, è praticamente nullo dato l'alto numeto di N.

Tabella 1

CONFRONTO TRA MISURE DI CAMPO E. M. « IN MOVIMENTO » E « IN PUNTI FISSI » IN ALCUNE ZONE DELLE CITTÀ DI PERUGIA, REGGIO CALABRIA, PORDENONE, MILANO

ZONA	Misure « in movimento »				Misure « in punti fissi »				
	percorso km	$F(50)$ dBμ	σ_1 dB	σ_2 dB	numero punti	$\overline{F}_4$ dBμ	σ_4 dB	$\Delta\overline{F}_4$(90%) dB	$F(50)-\overline{F}_4$ dB
PG/I	0,9	49,5	6,5	4,6	4	51,9	6,7	± 9,1	— 2,4
PG/IV	4,6	36,6	7,1	6,5	6	38,6	2,9	± 2,6	— 2,0
PG/V	5,0	31,4	5,9	6,4	5	30,0	7,4	± 7,9	+ 0,8
PG/VI	3,9	38,5	6,5	6,0	3	38,4	8,5	± 17,5	+ 0,1
RC/II	10,6	33,8	6,8	6,4	14	35,8	5,5	± 2,7	— 2,0
RC/III	5,5	34,8	6,4	5,8	4	33,1	3,6	± 4,9	+ 1,7
RC/IV	4,2	38,2	6,8	9,0	3	37,6	6,6	± 13,5	+ 0,6
RC/V	4,0	45,0	8,6	11,6	3	42,5	4,6	± 9,5	+ 2,5
PN/II	8,3	51,7	5,5	4,1	5	54,6	3,4	± 3,6	— 2,9
PN/III	7,9	37,9	5,8	5,0	4	40,5	2,0	± 2,7	— 2,6
PN/IV	11,3	47,2	6,3	3,6	5	43,7	7,4	± 7,9	+ 3,5
MI/I	8,3	54,6	7,2	6,8	19	54,5	7,7	± 3,2	+ 0,1

L'esame della tabella 1 dice che per avere risultati sufficientemente « confidenti », occorre che il numero delle misure superi un minimo di 5 e la cosa è tanto più importante quanto più la zona è malformata (cioè con dispersione elevata dei valori rilevati). Ciò porta anche in questione la corretta scelta, fatta dall'operatore, dei « punti-fissi » di misura (che devono essere rappresentativi della zona, indipendenti fra loro, ecc.) cosa non sempre facile. La corrispondente scelta del percorso (pure rappresentativo, ecc.) è molto meno critica, data la sua estensione e la facilità di aumento anche in sede operativa.

Queste considerazioni, unite alla obiettiva lunghezza e difficoltà delle misure con esplorazione in verticale in un numero, sia pure limitato, di punti fissi, militano in favore dell'adozione del metodo « in movimento ».

7. Fattori di riporto.

Meno conclusive, ma ugualmente confortanti le considerazioni che la campagna ha suggerito circa la possibilità di « riportare » ai « 10 metri dal suolo » i parametri di zona definiti con riferimento ai « 3 ÷ 4 metri ». È ovvio che la stratificazione dei valori di campo, lungo la verticale, viene a dipendere da tanti fattori: i più rilevanti sono conseguenti alla conformazione della zona, segnatamente al rapporto (altezza edifici / larghezza strade). Abbiamo evidenziato, sia pure grossolanamente, questo fattore riferendoci all'urbanistica media italiana e distinguendo tre tipi di impianto urbano:

1) *Intensivo*: case e palazzi di altezza superiore a 10 metri, generalmente con scarse soluzioni di continuità, strade di media larghezza (6 ÷ 9 metri) sormontate da linee elettriche. Tale tipo è da ragguagliarsi al centro storico delle città italiane.

2) *Medio*: case di altezza intorno ai 10 metri o meno, strade di larghezza pari all'altezza delle case oppure case più alte ma separate da ampi spazi (viali, ecc.). Tale tipo è da esemplificarsi nella parte moderna, non periferica, delle città italiane.

3) *Estensivo*: le case o ville sono intervallate da ampi spazi, non sono generalmente molto alte e i viali o piazze predominano sensibilmente. Tale tipo è ragguagliabile alla periferia residenziale (città-giardino o suburbio semirurale) delle nostre città.

Nella campagna di misure si sono fatti circa 150 sondaggi verticali in altrettanti punti fissi delle varie zone esplorate. Questi 150 campioni sono stati ripartiti nelle tre classi di cui sopra e per ognuna si è calcolato la media, indicata con $\overline{F_{10} - F_4}$, della differenza in dB tra la misura a dieci metri F_{10} e quella a quattro metri F_4 e il relativo scarto quadratico $\sigma\,(F_{10} - F_4)$.

Nella tabella 2 si sono riportati i risultati che permetterebbero di valutare il coefficiente di riporto rispettivamente in 1,8 dB, 6,2 dB, 8,3 dB per i tre tipi di impianto. È pur vero che lo scarto quadratico è un po' sensibile (5 dB); però l'alto numero di campioni consente di attribuire un livello di « confidenza » del 90% ai valori precitati con una incertezza di poco più di un decibel. Nell'ultima colonna sono, infatti, riportati i limiti dell'intervallo di confidenza calcolato con la solita formula

Tabella 2

COEFFICIENTE DI RIPORTO DEL CAMPO E. M. MEDIO A 4 METRI AL CAMPO E. M. MEDIO A 10 METRI IN DIVERSI TIPI DI IMPIANTI URBANI

Tipo di impianto urbano	Numero campioni	$\overline{F_{10}-F_4}$ dB	$\sigma\,(F_{10}-F_4)$ dB	Coeff. riporto medio (confid. 90%) dB
1) *Intensivo* (Milano, centro di Pordenone, Perugia)	54	1,8	5,0	1,8 ± 1,1
2) *Medio* (Reggio Calabria e Pordenone)	57	6,2	5,0	6,2 ± 1,1
3) *Estensivo* (periferia di Reggio Calabria e Pordenone)	35	8,3	4,9	8,3 ± 1,4

$$\left[\begin{array}{c}\text{limiti di variazione}\\ \text{della media al 90\%}\end{array}\right] = \overline{F_{10} - F_4} \pm Z_{90\%}\,\frac{\sigma\,(\overline{F_{10} - F_4})}{\sqrt{N}}$$

dove $Z_{90\%} = 1{,}645$ è in questo caso (dato l'alto valore di N) presa dalla distribuzione di Gauss.

Una maggior ristrettezza di limiti richiederebbe ulteriori indagini, ma soprattutto una maggior precisione nella definizione delle caratteristiche della « zona », il che, francamente, non sembra molto facile.

L'indagine è stata condotta su trasmettitori a modulazione di frequenza delle reti italiane e quindi utilizzanti frequenze comprese tra 90 e 100 MHz. I coefficienti di riporto, determinati sopra, possono essere ritenuti validi, con le cautele del caso, solo per questa banda di frequenze.

8. Conclusioni.

La metodologia descritta, impiegando un automezzo in movimento che può essere delle dimensioni di una autovettura del tipo « familiare », permette di ottenere rapidamente i pochi parametri che caratterizzano la distribuzione dei campi elettromagnetici dei trasmettitori MF nelle città a 3 o 4 metri dal suolo; tali parametri sono direttamente utilizzabili per valutare le condizioni dell'utenza al livello stradale (autoradio, apparecchi portatili, esercizi, abitazioni basse).

I parametri, proposti a rappresentare sinteticamente tutta una zona, sono il mediano $F(50)$ e il fattore di variazione $\sigma_1 = F(50) - F(84)$, presi dalle rilevazioni e assunti come media e scarto quadratico medio di una distribuzione normale, oppure $F(50)$ e la media tra σ_1 e $\sigma_2 = F(16) - F(50)$ o infine $F(50)$, σ_1 e σ_0. Ognuna delle tre rappresentazioni è risultata

valida, pratica, sintetica e facilmente adatta alle necessità della elaborazione dati.

Si sono infine proposti valori di « coefficienti di riporto », per passare dalle misure a 3 ÷ 4 metri a valutazioni della situazione a 10 metri suggerita dal CCIR. Con i coefficienti di riporto anche la valutazione a 10 metri (abitazioni dei piani superiori) è generalmente buona. (1273)

BIBLIOGRAFIA

1. C.C.I.R.: *Mésure du champ pour les services de radiodiffusion y compris la television sur ondes métriques et décimétriques.* Rapport 228-1. Documents de la XI[e] Assemblée Plénière, Oslo 1966, pagg. 57-68.
2. KIRBY R. S.: *Measurement of service area for television broadcasting.* IRE Trans. on Broadcast Transmission System, no. PGBTS-7, pp. 23-30, febbraio 1957.
3. GENTILE G.: *Misura della intensità del campo e. m. - Metodo utilizzato dal Centro di Controllo della RAI di Monza nelle bande di radiodiffusione oltre 30 MHz.* « Elettronica », n. 3, pp. 73-77, III trimestre 1966.
3. CHAPIN E. W.: *UHF field intensity measurement experience.* « IRE Trans. on Broadcast Transmission System », no. PGBTS - 3, pp. 32-38, gennaio 1956.
5. HEAD H. T.: *Measurement of television field strength.* « Elect. Engin. », vol. 77, pp. 298-302, aprile 1958.
6. HEAD H. T., PRESTHOLDT O. L.: *The measurement of television field strengths in the VHF and UHF Bands.* « Proceeding of the IRE », vol. 48, pp. 1000-1008, giugno 1960
7. ROCCI R.: *Misure di campo elettromagnetico per i servizi radiomobili.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 3, pp. 99-103, III trimestre 1969.
8. ROCCI R., COLAVITO C.: *Le caratteristiche della propagazione elettromagnetica nei sistemi radiomobili terrestri.* « Telecomunicazioni », notiziario tecnico a cura della Società Italiana Telecomunicazioni Siemens, n. 35, pp. 13-20, giugno 1970.
9. SPIEGEL M. R.: *Statistics - Theory and problems.* «Schaum's Outline Series», Mc Graw-Hill., pp. 123, 135-137.

SISTEMI DI SEGNALAZIONE TELEFONICA PER TRAFFICO INTERNAZIONALE CON PARTICOLARE RIFERIMENTO AL SISTEMA CCITT N. 6

A. NATALI - G. RIZZO (*)

SOMMARIO — Le moderne tecniche di trattamento e trasmissione della informazione hanno avuto un incisivo impatto anche sui sistemi di segnalazione telefonica; il risultato più evidente di questa influenza è la « segnalazione su canale separato ». In ambito CCITT è stato definito un sistema di questo tipo – indicato con il numero 6 – ed stata programmata una vasta campagna di prove sperimentali con la partecipazione di numerose Amministrazioni ed Enti d'esercizio. Tra quest'ultimi è la Società Italcable che sta per iniziare le sue sperimentazioni in collegamento diretto con l'American Telephone and Telegraphe, la Overseas Telecommunication Commission d'Australia e, in collegamento di transito, con l'Amministrazione inglese. Questa occasione ha fornito la motivazione per una puntualizzazione dei problemi connessi alla segnalazione telefonica, per una rapida rassegna dei sistemi di segnalazione per il traffico internazionale – con particolare riferimento al n. 6 – e per l'illustrazione, infine, della partecipazione della Società Italcable alla campagna mondiale di prove.

SUMMARY — **Telephone signalling systems for international traffic (CCITT n. 6 system).** *Modern techniques of handling and trasmitting information have had an incisive impact even on telephone signalling systems; the most evident result of this influence is the ,, common signalling channel ". Within the CCITT, a system of this kind, named n. 6, has been established and field trials have been planned to a wide extent with the participation of public Administrations and telecommunication Companies. Among theses last, Italcable is going to start tests together with the American Telephone and Telegraph, the Overseas Telecommunication Commission of Australia and the U.K. Administration. In this occasion, problems dealing with telephone signalling were pointed out and a quick survey of the signalling systems for international traffic was taken, with particular regard to n. 6. It was also an opportunity for illustrating the participation of Italcable to the world field trials.*

1. Generalità.

In un sistema di telecomunicazioni, oltre alle informazioni originate dagli utilizzatori esterni (siano essi uomini o macchine) fluiscono informazioni « interne », scambiate cioè dai diversi organi del sistema stesso (*segnalazione*) al fine di realizzare quei collegamenti sui quali trasmettere le informazioni precedenti.

Nei sistemi telefonici tradizionali questi due tipi di informazione sono strettamente associati, nel senso che ad esempio una comunicazione telefonica e lo scambio dei segnali che permettono di realizzarla vengono trasmessi su uno stesso circuito. Recentemente, però, le moderne tecniche di trattamento delle informazioni (trasmissione ed elaborazione dei dati) hanno aperto nuove prospettive; è stato riconosciuto che una segnalazione che si fosse svolta su vie esclusivamente adibite a questo scopo e comuni a più vie di comunicazione avrebbe offerto, rispetto agli attuali sistemi, maggiori prestazioni, migliori caratteristiche e maggiore flessibilità.

La segnalazione su un canale separato consiste nel concentrare e trasmettere, in sequenza sotto forma di messaggi, i segnali relativi a più circuiti di conversazione su un canale unico adibito soltanto a questo scopo.

Ne deriva, quindi, nel caso si tratti di conversazioni telefoniche, la separazione della funzione di segnalazione da quella della trasmissione delle frequenze vocali.

Raggruppando più segnali su un'unica via comune ne consegue la necessità di mezzi che effettuino la « serializzazione » dei messaggi — ad ognuno dei quali dovrà essere premesso quindi un « indirizzo » per identificare il circuito cui corrisponde — il loro smistamento all'arrivo e la loro assegnazione ad una comunicazione o ad una determinata funzione, nonché il controllo e la correzione degli errori di trasmissione. Per compiere queste funzioni sono necessari un certo numero di organi logici altamente specializzati come indicato nella figura 1, che mostra uno schema di principio per realizzare una segnalazione di questo tipo.

Per converso, un sistema di segnalazione su canale separato consente di semplificare sensibilmente gli equipaggiamenti tradizionali associati alle vie di conversazione (traslatori di linea, segnalatori, ecc,) ed offre la possibilità di utilizzare i circuiti come collegamenti bidirezionali, migliorando il rendimento, soprattutto dei fasci di piccola potenzialità e molto costosi come nel caso di collegamenti internazionali, intercontinentali in particolare.

Il trattamento centralizzato della segnalazione e l'elevata quantità di informazione che gli organi preposti a tale scopo possono scambiarsi, consentono inoltre di introdurre nuovi segnali per svolgere nuove funzioni quali ad esempio la supervisione ed il controllo delle reti.

Un altro aspetto della segnalazione su canale separato che va sottolineato è la larga indipendenza di questa tecnica dalla struttura degli autocommutatori.

(*) Dott. ing. Amedeo Natali della STET - Società Finanziaria Telefonica; dott. ing. Giovanni Rizzo della ITALCABLE.

Dattiloscritto pervenuto il 29 marzo 1971.

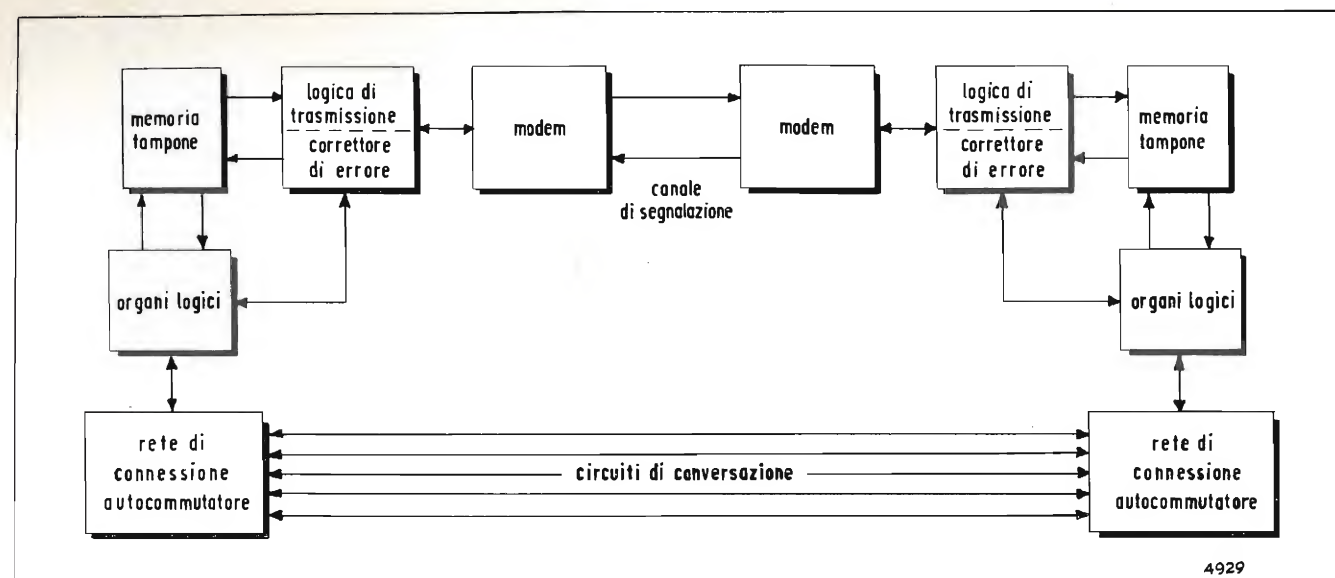



Fig. 1. — Schema di principio di un sistema di comunicazioni con circuiti di conversazione distinti da quelli di segnalazione.

Questa indipendenza può facilitare sia il raggiungimento di un linguaggio comune di segnalazione per sistemi diversi di commutazione sia l'adattamento della segnalazione ad esigenze, inizialmente non previste, che possono insorgere durante l'esercizio degli impianti, agendo principalmente al livello di programmi del sistema di elaborazione.

2. I sistemi di segnalazione normalizzati dal CCITT

I sistemi di segnalazione definiti e raccomandati dal Comitato Consultivo Internazionale Telegrafico e Telefonico (CCITT) per il traffico telefonico internazionale sono:

a) SISTEMA N. 1

Nel 1934 è stata scelta, per la segnalazione sui circuiti internazionali per traffico manuale, una corrente di 500 Hz interrotta con una frequenza di 20 Hz.

La frequenza di 500 Hz può essere trasmessa in condizioni normali su circuiti a frequenze vettrici con ripetitori intermedi.

Il sistema è stato definitivamente normalizzato, per quanto riguarda le caratteristiche elettriche dei segnali, dalla Assemblea Plenaria di Ginevra nel 1954, ed è tuttora in uso, per collegamenti non automatici tramite operatrici internazionali.

b) SISTEMA N. 2

Il sistema n. 2 è stato raccomandato nel 1938 per l'esercizio dei circuiti internazionali per traffico semiautomatico e automatico.

Le frequenze impiegate per i segnali sono di 600 e 750 Hz. Le caratteristiche di potenza dei segnali, costituiti da un miscuglio delle due frequenze (livelli elevati per ridurre il rischio di imitazione da parte della voce) non si dimostrarono compatibili con lo sviluppo dei sistemi di trasmissione a frequenze vettrici, per cui il sistema n. 2 è stato rapidamente abbandonato.

c) SISTEMA N. 3

Il sistema n. 3 è stato normalizzato nel 1954 per il servizio semi-automatico e automatico internazionale. Esso utilizza una frequenza di 2280 Hz sia per i segnali di linea sia per quelli di registro [1]. La frequenza scelta, pur essendo nella banda fonica, è contenuta con bassa energia nello spettro della voce umana e, quindi, vi sono scarse possibilità di imitazione di segnali.

Per i *segnali di linea* si è adottato un codice realizzato con opportune combinazioni di elementi (emissioni della frequenza di 2280 Hz di diversa durata). Per *quelli di registro*, invece, il codice, è di tipo binario a 4 elementi, costituito ciascuno dalla presenza o assenza della corrente di linea.

Questo sistema impiegato in Europa soltanto per il traffico terminale risulta ormai praticamente abbandonato. Infatti nel 1965 il CCITT raccomandava di non impiegare il n. 3 per le nuove relazioni di traffico.

d) SISTEMA N. 4

Questo è il primo sistema raccomandato dal CCITT per consentire la teleselezione internazionale d'utente. Esso utilizza due frequenze in banda fonica (2040 e 2400 Hz) sia per i segnali di linea sia per quelli di registro.

Per i primi (tab. 1) è adottato un codice i cui elementi sono costituiti da emissioni brevi o lunghe delle due frequenze precedute, o meno, da un prefisso (miscuglio delle frequenze).

Il riconoscimento dei segnali di linea è più facile, che non nel sistema n. 3, essendo basato sia sulla durata sia sulle frequenze componenti. Inoltre i segnali suscettibili di imitazione da parte della voce sono protetti da un prefisso.

[1] I primi sono quelli necessari per la preparazione ed il controllo della connessione (ad es. segnali d'impegno, di liberazione, di risposta, ecc.); appartengono al secondo gruppo quei segnali utilizzati per la trasmissione delle informazioni numeriche (cifre) e di altre informazioni, che vengono inviate soltanto durante la formazione della connessione.

Tabella 1

Segnali	Senso	Costituzione
Impegno terminale	→	PX
Impegno di transito internaz.	→	PY
Disimpegno (svincolo)	→	PXX
Interv. operatrice d'assistenza	→	PYY
Pronto terminale	←	X
Pronto di transito internazionale	←	Y
Avvenuta ricezione del numero	←	P
Occupato	←	PX
Risposta	←	PY
Fine conversazione	←	PX
Controllo dello svincolo	←	PYY
Blocco di linea	←	PX
Sblocco di linea	←	PYY

X = segnale a 2040 Hz, per 100 ± 20 ms
Y = segnale a 2400 Hz, per 100 ± 20 ms
XX = segnale a 2040 Hz, per 350 ± 70 ms
YY = segnale a 2400 Hz, per 350 ± 70 ms
P = segnale composto dalle due frequenze di durata 150 ± 30 ms.

Tabella 2

Segnali	Combinazione			
Cifra 1	y	y	y	x
Cifra 2	y	y	x	y
Cifra 3	y	y	x	x
Cifra 4	y	x	y	y
Cifra 5	y	x	y	x
Cifra 6	y	x	x	y
Cifra 7	y	x	x	x
Cifra 8	x	y	y	y
Cifra 9	x	y	y	x
Cifra 0	x	y	x	y
Chiamata d'operatrice codice 11	x	y	x	x
Chiamata d'operatrice codice 12	x	x	y	y
—	x	x	y	x
—	x	x	x	y
Fine selezione	x	x	x	x
—	y	y	y	y

x = segnale a 2040 Hz, per 35 ± 7 ms;
y = segnale a 2400 Hz, per 35 ± 7 ms.

Per i segnali di registro, come mostra la tabella 2, è stato adottato un codice binario a quattro elementi costituiti ciascuno dall'emissione dell'una o dell'altra frequenza (ancora 2040 e 2400 Hz); la durata degli elementi di un segnale è di 35 ± 7 ms pari all'intervallo tra gli stessi.

Il sistema n. 4 risulta piuttosto lento, e quindi non è atto ad operare sulla rete intercontinentale e non può venire impiegato in associazione al sistema TASI [2] perché quest'ultimo sistema non consente la trasmissione di segnali impulsivi di durata inferiore ad un certo valore. Il sistema trova tuttavia largo impiego sulla rete europea.

e) SISTEMA N. 5

A partire dal 1961 il CCITT ha affrontato lo studio dei problemi relativi all'interconnessione automatica delle reti dei vari continenti a mezzo di cavi sottomarini e di satelliti artificiali.

Nel 1964 è stato normalizzato un sistema di segnalazione indicato con il n. 5, utilizzante due frequenze in banda (2400 e 2600 Hz) per la trasmissione dei segnali di linea (tab. 3) e 6 frequenze, sempre in banda (700 - 900 - 1100 - 1300 - 1500 e 1700 Hz) per i segnali di registro con codice 2 su 6 (tab. 4).

I segnali di linea non sono di tipo impulsivo ma costituiti da emissioni continue di una o due frequenze («segnalazione asservita»). In questo modo si ottiene, sia un adattamento automatico della durata di ciascun segnale alle caratteristiche del sistema di trasmissione, sia una semplificazione delle apparecchiature terminali di linea non occorrendo temporizzare i singoli segnali; l'unico segnale ancora di tipo impulsivo è quello «d'intervento di operatrice di assistenza».

Il sistema n. 5, a differenza di quelli che lo hanno preceduto, permette l'esercizio bidirezionale dei cir-

Tabella 3

Segnali	Senso	Frequenze
Impegno	→	f_1
Pronto a trasmettere	←	f_2
Occupato	←	f_2
Accusato di ricezione	→	f_1
Risposta	←	f_1
Accusato di ricezione	→	f_1
Fine conversazione	←	f_2
Accusato di ricezione	→	f_1
Intervento d'operatrice	→ (850 ± ± 200ms)	f_2
Disimpegno (svincolo)	→	$f_1 + f_2$
Controllo dello svincolo	←	$f_1 + f_2$

f_1 = 2400 Hz; f_2 = 2600 Hz.
Il tempo di riconoscimento dei segnali è pari a 125 ± 25 ms ad eccezione dei segnali di impegno e pronto per i quali è di 40 ± 10 ms.

[2] TASI = Time Assignement Speech Interpolation: è un sistema per sfruttare le pause presenti nelle normali conversazioni telefoniche (pari a circa 50% del tempo totale d'impegno) inserendo in esse altre conversazioni.

Tabella 4

Segnali	Miscuglio di frequenze Hz
Traffico terminale	1100/1700
Traffico di transito	1300/1700
Cifra 1	700/900
Cifra 2	700/1100
Cifra 3	900/1100
Cifra 4	700/1300
Cifra 5	900/1300
Cifra 6	1100/1300
Cifra 7	700/1500
Cifra 8	900/1500
Cifra 9	1100/1500
Cifra 0	1300/1500
Operatrice « codice 11 »	700/1700
Operatrice « codice 12 »	900/1700
Fine numerazione	1500/1700

durata dei segnali: 55 ± 5 ms eccetto per quelli di traffico terminale e transito per i quali è di 100 ± 10 ms.

cuiti migliorando di conseguenza il rendimento dei circuiti intercontinentali, soprattutto in presenza di forti sfasamenti delle punte di traffico nei due sensi, dovuti in particolare a differenze di fusi orari. Il CCITT n. 5 è il sistema attualmente in uso per i collegamenti telefonici automatici e semiautomatici intercontinentali, anche su cavi sottomarini equipaggiati con apparecchiature TASI.

Nel caso, tuttavia, di relazioni intercontinentali in teleselezione d'utente possono insorgere inconvenienti derivanti dal fatto che il ritardo post-selezione [3] può raggiungere valori troppo elevati (provocando disagio all'utente chiamante) e inoltre la trasmissione a ritroso del segnale di risposta può non essere sufficientemente veloce in modo che alcune chiamate possono andare perdute per caduta della connessione in seguito al riaggancio del microtelefono da parte dell'utente chiamato.

In Italia come è mostrato dalla figura 2 sono impiegati rispettivamente i sistemi:

— CCITT n. 4, dagli autocommutatori dell'ASST (Azienda di Stato per i Servizi Telefonici) dei Centri nazionali di Roma (CT2) e Milano (CT3) per l'interconnessione con la rete europea;

— CCITT n. 5, dall'autocommutatore della società Italcable del centro intercontinentale di Roma per l'interconnessione con la rete intercontinentale.

Inoltre, per consentire i transiti telefonici automatici attraverso l'Italia — dalla rete intercontinentale verso quella europea e viceversa — è stato realizzato

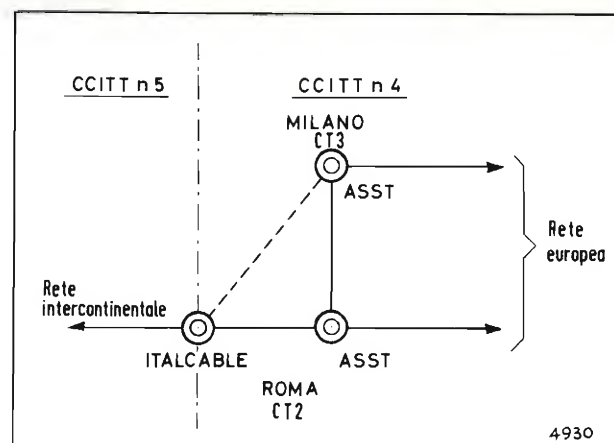



Fig. 2. — Sistemi di segnalazione telefonica in uso in Italia.

il collegamento tra i Centri di Roma della Italcable e dell'ASST. Il sistema di segnalazione impiegato è il CCITT n. 4; l'autocommutatore del centro intercontinentale provvede alla traduzione dal sistema n. 5 in quello n. 4 e viceversa. Un analogo collegamento è previsto anche con il centro nazionale di Milano (tratteggiato in fig. 2).

f) SISTEMA N. 6

Con l'Assemblea Plenaria del 1964 del CCITT iniziò lo studio del sistema di segnalazione n. 6 per traffico in teleselezione da utente (TSU) e in teleselezione da operatrice (TSO) in ambito intercontinentale, continentale ed estendibile anche in campo nazionale [4].

Un tale sistema avrebbe dovuto rispondere essenzialmente alle seguenti caratteristiche:

— possibilità di impiego su circuiti di qualsiasi tipo, in cavo sottomarino, via satellite, con sistemi TASI e PCM;

— alta velocità di segnalazione, in modo da poter provvedere un elevato numero di segnali da utilizzare anche per la supervisione e la gestione delle reti;

— ridotto ritardo di post-selezione e della trasmissione del segnale di risposta;

— esercizio economico in fasci sia di elevata sia di ridotta potenzialità;

— adeguato sistema di protezione contro gli errori.

È da notare che l'alta velocità di segnalazione oltre a ridurre i tempi necessari alla formazione dei collegamenti, è un requisito indispensabile per i segnali relativi alla gestione delle reti; ad esempio i segnali relativi allo stato istantaneo di occupazione dei fasci di giunzione possono essere utilizzati soltanto se giungono al centro di comando con estrema rapidità, per evitare di prendere decisioni quando le condizioni, che le hanno determinate, sono ormai superate.

Gli studi di un sistema di segnalazione rispondente a tutte le caratteristiche sopra elencate hanno portato a concludere che per realizzarlo fosse necessario *concentrare la segnalazione su un canale separato da quelli di conversazione e adottare tecniche del tipo « trasmissione dati » per la trasmissione dei segnali.*

Si è giunti così al sistema di segnalazione n. 6 definito e specificato dal CCITT nella IV Assemblea Ple-

[3] Il ritardo di post-selezione è il tempo intercorrente tra il momento in cui il chiamante ha ultimato di selezionare l'ultima cifra e quello in cui riceve il primo tono di controllo di chiamata.

[4] Per quest'ultima estensione sono in corso studi sia in sede CCITT sia in quella CEPT.

naria di Mar del Plata, ottobre 1968. La lista dei segnali è stata riportata in Appendice 1.

Il sistema n. 6, oltre a rispondere ai requisiti sopra accennati consente anche l'associazione di più fasci di circuiti su una via di segnalazione comune. Questa possibilità risulta particolarmente vantaggiosa specialmente in presenza di fasci di piccola potenzialità. Infatti si supponga ad esempio — v. figura 3 — che i collegamenti tra A e B e tra B e C siano fasci di media o grande potenzialità, mentre quello tra A e C sia costituito da pochi circuiti (questa è una condizione molto frequente sulle reti internazionali). Nel caso in

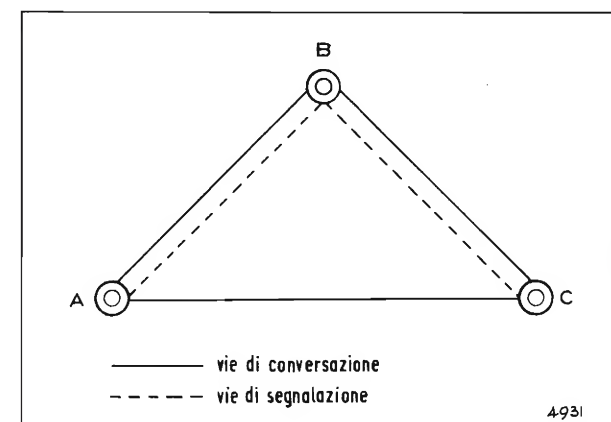



Fig. 3. — Il sistema n. 6 consente l'associazione di più fasci di circuiti su una via di segnalazione comune.

esame nella relazione tra A e C il percorso del canale di segnalazione può essere « non associato » al percorso della via fonica A-C, in quanto può essere più convenientemente impiegato il percorso attraverso il centro B, ossia A-B-C. Sfruttando queste possibilità l'esercizio di collegamenti di pochi circuiti diventa più economico in quanto si possono contenere gli oneri connessi alle apparecchiature terminali di segnalazione.

I segnali telefonici sono trasmessi sotto forma di « messaggi », ognuno dei quali può essere formato da 1 o più (fino a 5) « unità di segnalazione »; nel primo caso si ha un « messaggio unitario » nel secondo un « messaggio multiplo ».

La struttura di un messaggio unitario è illustrata in figura 4.

La « *categoria* » è = 1 nei messaggi unitari e nelle prime unità di segnalazione dei messaggi multipli; è zero negli altri casi.

L'« *etichetta* », individua il circuito di conversazione cui il segnale si riferisce.

Il « *preambolo* », individua la famiglia del segnale. Ad esempio i segnali di continuità, intervento d'operatrice, blocco, sblocco e svincolo sono contrassegnati con il preambolo 0100.

I bit n. 17 ÷ 20 costituiscono il segnale telefonico propriamente detto; ad esempio « abbonato occupato »

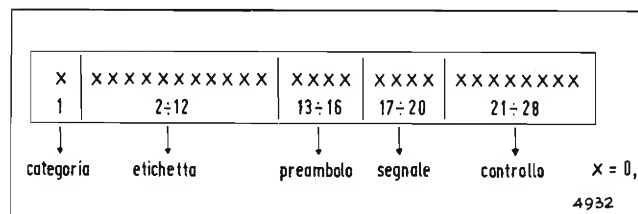



Fig. 4. — Struttura di un messaggio unitario.

corrisponde a 1010, preceduto dal preambolo 0101.

I bit n. 21 ÷ 28 contengono l'informazione che consente il controllo degli errori.

Il messaggio unitario, la cui struttura è stata ora descritta, non viene impiegato per la trasmissione delle informazioni numeriche — cifre d'abbonato chiamato — e di quelle d'instradamento. Per queste informazioni si impiegano messaggi multipli, costituiti, cioè, da più unità di segnalazione.

La figura 5 riporta un esempio di messaggio multiplo; è il « messaggio iniziale d'indirizzo » cioè il primo messaggio relativo ad ogni chiamata. La prima unità di segnalazione ha ancora la struttura del messaggio unitario (fig. 4); però, il preambolo è sempre 1000 ed i bit 17 ÷ 20 sono tutti « 0 » e, come detto precedentemente, il bit di categoria è = 1. Nell'unità

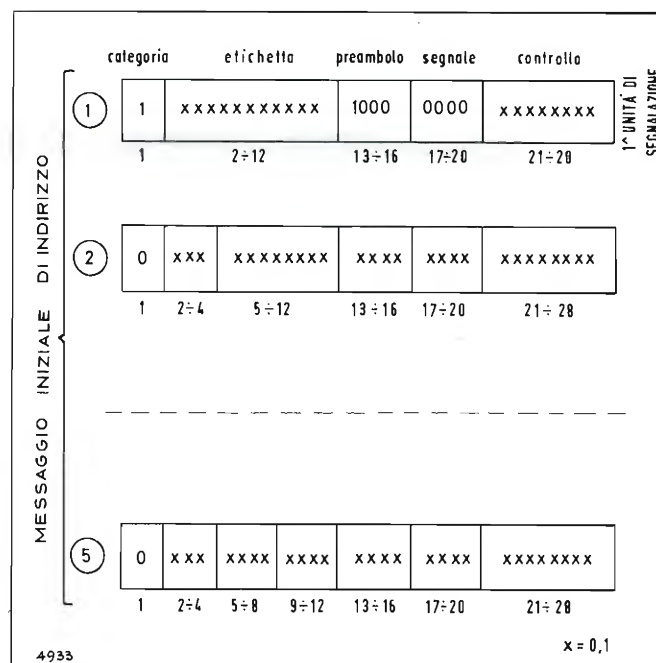



Fig. 5. — Messaggio multiplo o « messaggio iniziale d'indirizzo » usato per le informazioni numeriche, — cifre d'abbonato e di instradamento —.

di segnalazione successiva i bit n. 2 ÷ 20 sono così utilizzati (il bit n. 1 = 0):

— bit n. 2 ÷ 4 per indicare quante unità di segnalazione seguono la prima;

— bit n. 5 ÷ 8 per l'informazione relativa all'istradamento della chiamata: ad esempio bit n. 5 = 0 significa « chiamata terminale », bit n. 6 = 1 « collegamento realizzato via satellite », bit n. 7 = 1 « avvenuto inserimento del soppressore d'eco »;

— bit n. 9 ÷ 12 per l'informazione relativa alla categoria del chiamante; ad esempio 1010 è « abbonato normale », 1011 « abbonato con diritto di priorità », 1100 « chiamata per trasmissione dati », 0010 « chiamata da operatrice di lingua inglese »;

— bit n. 13 ÷ 20 per l'informazione di cifra (cioè cifre dell'abbonato chiamato); ad ogni cifra corrispondono 4 bit per cui l'unità di segnalazione considerata può contenere soltanto due cifre, essendo i bit 21 - 28 sempre riservati per il « controllo ». Per trasmettere le altre cifre si utilizzano le successive unità di segnalazione, come mostrato nella figura, con i bit 5 ÷ 20.

Si è visto che nel messaggio unitario 11 bit vengono inseriti per individuare il circuito di conversazione cui il messaggio stesso si riferisce; ne deriva quindi, che $2^{11} = 2048$ potrebbero essere i circuiti di conversazione serviti da un unico circuito di segnalazione.

In realtà considerando che la quantità d'informazione che deve essere trattata dal sistema di segnalazione dipende dalle caratteristiche del traffico che fluisce sui circuiti associati e dal numero di segnali scambiati, non si può indicare un limite ben definito per il numero dei circuiti associabili ad un canale di segnalazione. Tale limite deve essere determinato per ciascuna situazione, tenendo presente le caratteristiche del traffico in modo da mantenere entro limiti accettabili il ritardo di segnalazione risultante dalla formazione delle code di segnali in attesa di essere trasmessi. Il CCITT raccomanda l'uso di apposite formule ed abachi corrispondenti per calcolare i ritardi medi dei segnali.

In linea del tutto indicativa si può dire che il limite teorico di 2048 circuiti per un canale di segnalazione si riduca in pratica a meno della metà.

3. Sistemi R1 ed R2.

Per completare il quadro dei sistemi di segnalazioni sui collegamenti internazionali occorre ricordare che con la IV Assemblea Plenaria del CCITT sono stati ammessi altri due sistemi limitatamente, però, all'ambito « regionale ». Si tratta del sistema R1 già utilizzato nel continente nord-americano e di quello R2 risultante dagli studi di un certo numero di paesi europei e conosciuto anche come « sistema MFC Berna » (1962).

Nel sistema R1 per i segnali di linea il codice è basato sulla emissione e soppressione di una frequenza, che nella maggior parte dei casi è di 2600 Hz; nei sistemi di trasmissione pluricanali si adotta la frequenza di 3700 Hz. I segnali di registro sono impulsivi e ciascuno costituito dalla combinazione di due frequenze scelte su 6 (700, 900, 1100, 1300, 1500, 1700 Hz).

Nel sistema R2 i segnali di linea possono essere di tipo semicontinuo (le frequenze sono in tal caso di 3825 e 4300 Hz per gruppi a 12 ed a 8 canali, rispettivamente) oppure di tipo diverso non specificato dal CCITT. I segnali di registro sono di tipo « asservito »; ciascun segnale — in avanti ed a ritroso — è costituito dal miscuglio di due frequenze su 6. I gruppi di frequenze sono: 1380 - 1500 - 1620 - 1740 - 1860 - 1980 Hz per i segnali in avanti, 1140 - 1020 - 900 - 780 - 660 e 540 Hz per i segnali a ritroso.

Una segnalazione di questo tipo ha già trovato da tempo parziale impiego anche nella rete italiana, ed è prevista una successiva estensione.

4. La campagna mondiale di prove nel sistema n. 6.

Il sistema n. 6 costituisce oggetto di un vasto piano di sperimentazione; infatti in sede CCITT è stata programmata l'effettuazione di una campagna di prove per verificare in esercizio effettivo la rispondenza ai requisiti posti e per raccogliere quei suggerimenti che potranno condurre a rivedere od affinare le norme e le specifiche tecniche adottate.

Hanno aderito di partecipare alla campagna di prove le amministrazioni dell'Australia, del Belgio, della Francia, della Germania Occ., del Regno Unito, dell'Olanda e dell'Italia e le compagnie d'esercizio: O.T.C. (Australia), ATT, Comsat, NTT e KDD (Giappone) e Italcable.

La campagna di prove è articolata in tre fasi:

fase A: prova del canale di segnalazione, prova del canale di riserva e modalità di scambio tra i due, prove del funzionamento « non associato »;

fase B: prove con traffico simulato e commutazione dei circuiti di conversazione, prove di interconnessione con altri sistemi di segnalazione;

fase C: prove tra i centri di commutazione con traffico simulato e traffico vivo, prove di interconnessione con altri sistemi di segnalazione.

5. La partecipazione della Italcable alla campagna di prove.

Il programma stabilito per l'effettuazione della campagna mondiale di prove del sistema n. 6 prevede l'intervento della Italcable nel secondo trimestre del 1971 in collegamento con la rete A.T.T. Successivamente (fig. 6) verranno proseguite le prove su collegamento via satellite con l'Australia sia con canale di segnalazione associato sia con canale « non associato »; in questo secondo caso mentre i circuiti relativi alla conversazione sono punto-punto (Italia-Australia) quello di segnalazione corrispondente sarà costituito da due tratte incentrate nel centro di transito dell'Amministrazione inglese.

Realizzando la chiusura dei poligoni di prova intercontinentali con quelli europei, l'Italcable effettuerà anche collegamenti sperimentali con segnalazione n. 6

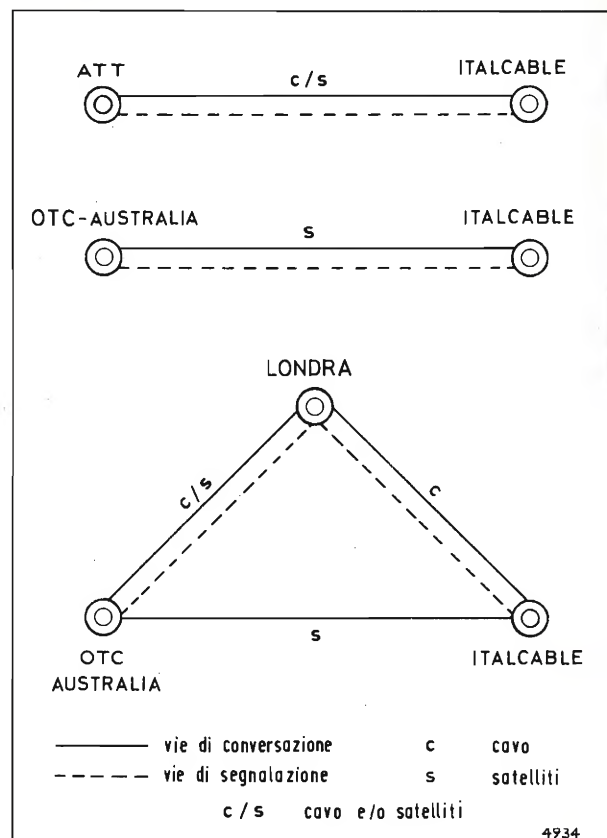



Fig. 6. — Struttura dei collegamenti per la campagna di prove della Italcable.

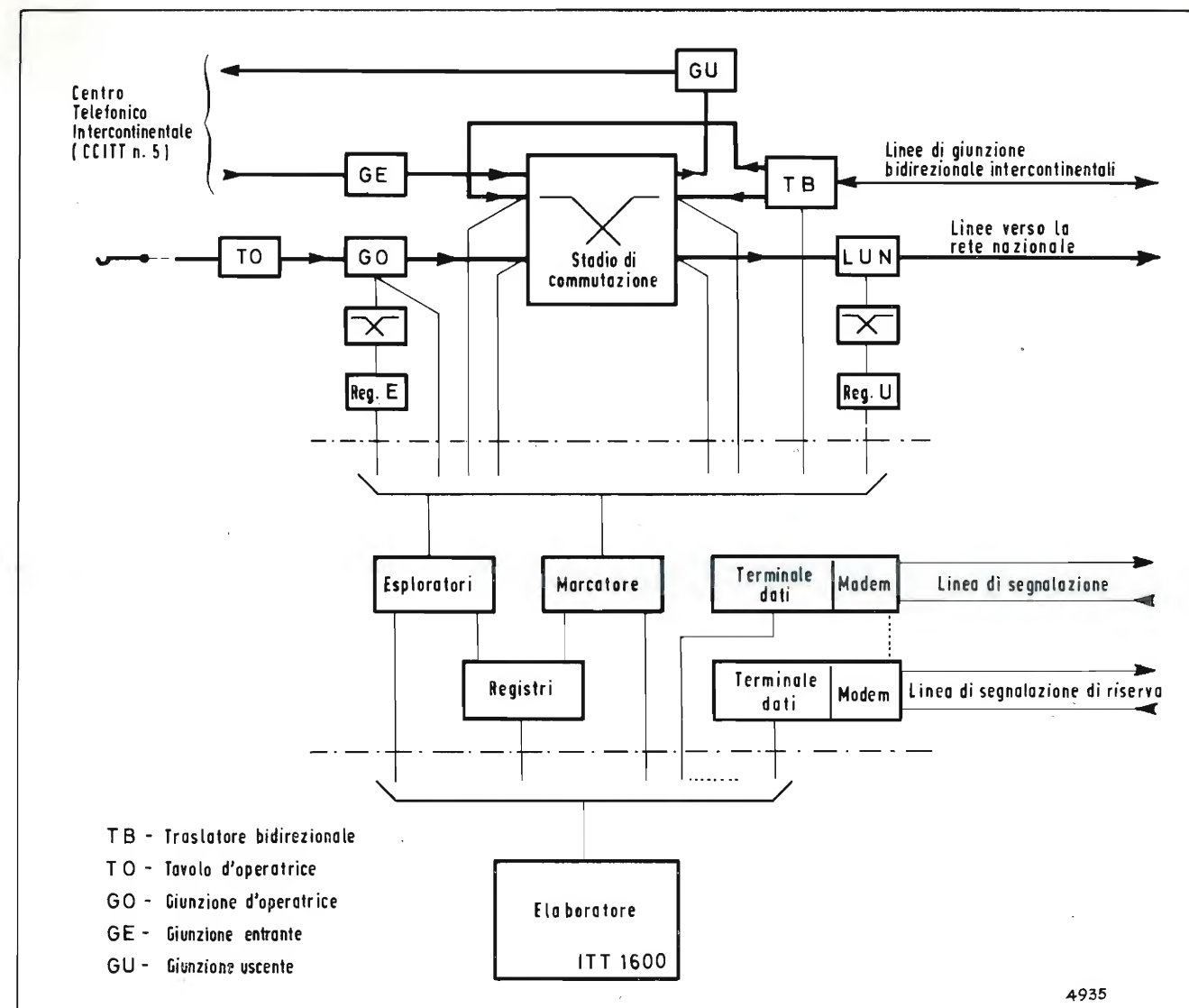



Fig. 7. — Schema a blocchi del prototipo del centro di transito con il quale l'Italcable effettuerà la campagna di prove.

con l'amministrazione italiana che è inserita nella rete mondiale in collegamento con i centri delle Amministrazioni francese ed inglese.

La figura 7 riporta il diagramma del prototipo di centro di transito con il quale l'Italcable effettuerà le prove previste. Si tratta in pratica di un autocommutatore semielettronico con rete di connessione con punto d'accoppiamento metallico e con organo di comando centralizzato a programma registrato. Nel diagramma si nota la separazione delle vie di conversazione, attestate alla rete di connessione, dalla via di segnalazione, attestata ad un terminale dati connesso all'elaboratore. Quest'ultimo è il modello ITT 1600 della BTM di Anversa [5] ed ha una capacità di memoria di 32.000 parole da 17 bit ed un ciclo base di 1 microsec.

Per ovvie ragioni d'affidamento il sistema sarà dotato di una coppia di elaboratori funzionanti secondo il principio della suddivisione del carico di traffico. Tale metodo consente, in caso di necessità, il passaggio del sistema dal funzionamento con due elaboratori in linea al funzionamento con un solo elaboratore senza richiedere l'intervento di programmi particolari. Ovviamente ciascun elaboratore è in grado di trattare da solo tutto il traffico del sistema.

La rete di connessione è realizzata con relé reed; ogni punto d'accoppiamento è a 5 fili di cui 4 per la conversazione ed 1 per la tenuta e controllo.

I traslatori bidirezionali (TB) hanno soltanto il compito di interconnettere i circuiti a quattro fili di trasmissione ad una uscita della rete di connessione; essi sono pertanto estremamente semplici non dovendo svolgere funzioni logiche di supervisione o controllo quali quelle che necessariamente devono effettuare ad esempio i gruppi relé di linea verso la rete nazionale che adottano segnalazioni di tipo tradizionale.

L'elaboratore trasferisce a ciascun terminale dati i messaggi relativi alla via di segnalazione secondo criteri di priorità; in ricezione immagazzina i messaggi provenienti dagli stessi terminali di segnalazione, analizza i segnali di supervisione e ritrasmette i blocchi precedentemente emessi quando è richiesto dal terminale corrispondente.

Oltre ai programmi relativi alla segnalazione, l'elaboratore deve svolgere anche il complesso dei programmi relativi alla supervisione ed al comando della rete di connessione, che effettua tramite organi di

[5] Analoghe apparecchiature sono utilizzate dall'Amministrazione belga, da quella francese e da quella italiana.

interfaccia quali gli esploratori, i marcatori ed i registri.

Un principio informatore del progetto del sistema è stato quello di ridurre il più possibile il tempo di occupazione dell'elaboratore. A tale scopo le funzioni logiche semplici e ripetitive sono state affidate agli organi di interfaccia, riservando all'elaboratore i compiti specifici di supervisione, analisi e decisione.

I terminali di segnalazione hanno accesso ad entrambi gli elaboratori al fine di non interrompere il flusso dei messaggi nel caso di interruzione nel funzionamento di uno dei due elaboratori.

Appendice. DEFINIZIONE E FUNZIONE DEI SEGNALI DEL SISTEMA CCITT N. 6.

A) SEGNALI TELEFONICI

1. *Segnale d'indirizzo*: corrisponde ad una cifra decimale del numero dell'abbonato chiamato.
2. *Segnale di traffico terminale o di transito*: discrimina nella centrale di arrivo le chiamate terminali da quelle di transito; in particolare «terminale», al contrario di «transito», indica che i segnali d'indirizzo non contengono l'indicativo nazionale.
3. *Segnale relativo al tipo di circuito*: indica l'impegno di un circuito via satellite o via cavo.
4. *Segnale d'inserzione di soppressore d'eco*: indica se è stato inserito mezzo soppressore d'eco, oppure no.
5. *Segnale di indicazione delle categorie d'utente chiamante*: sono previste le seguenti categorie: operatore, abbonato normale, abbonato con priorità, chiamata per trasmissione dati, chiamata di prova. Nel caso di traffico semiautomatico assume il significato di lingua di servizio.
6. *Segnale di fine numerazione*: viene inviato al termine di segnali di indirizzo.
7. *Segnale di mancata interpretazione*: viene trasmesso dalla centrale ricevente a quella trasmittente quando la prima non è in grado di interpretare le informazioni ricevute.
8. *Segnale di congestione in centrale.*
9. *Segnale di congestione su un fascio di circuiti.*
10. *Segnale di congestione sulla rete nazionale.*
11. *Segnale di indirizzo incompleto*: è trasmesso all'indietro per indicare che le cifre ricevute non sono sufficienti per effettuare la connessione.
12. *Segnale di indirizzo completo.*
13. *Segnale di indicativo nazionale inesistente.*
14. *Segnale di controllo di chiamata, da tassare*: trasmesso a ritroso per indicare che il chiamato è stato trovato libero e che la chiamata deve essere tassata alla risposta.
15. *Segnale di controllo di chiamata, da non tassare.*
16. *Segnale indicante che l'apparecchio chiamante è a gettone.*
17. *Segnale d'abbonato occupato.*
18. *Segnale di linea di abbonato fuori servizio o guasto.*
19. *Segnale di intervento d'operatrice*: è impiegato nel traffico semiautomatico quando l'operatrice di partenza deve ricorrere all'assistenza dell'operatrice del centro internazionale di arrivo.
20. *Segnale di risposta, da tassare*: nel traffico automatico serve ad avviare la tassazione e la misurazione della durata della conversazione.
21. *Segnale di risposta, da non tassare.*
22. *Segnale di riaggancio.*
23. *Segnale di seconda risposta.*
24. *Segnale di svincolo.*
25. *Segnale di controllo dello svincolo.*
26. *Segnale di blocco*: trasmesso sia in avanti sia all'indietro essendo i circuiti bidirezionali.
27. *Segnale di sblocco.*
28. *Segnale di controllo positivo* (check-OK): segnale all'indietro per indicare che è stato effettuato con esito favorevole il controllo della via fonica.
29. *Segnale di controllo negativo* (check-not-OK).
30. *Segnale di continuità*: è trasmesso in avanti per indicare che le precedenti tratte sono state controllate con esito positivo.

B) SEGNALI DI CONTROLLO DEL SISTEMA DI SEGNALAZIONE

1. *Segnale di riconoscimento*: indica se è stato ricevuto un segnale unitario privo d'errore oppure no.
2. *Segnale di sincronismo*: serve a stabilire e mantenere il sincronismo dei due terminali dati agli estremi del canale di segnalazione.
3. *Segnale di scambio*: indica il passaggio sul canale di segnalazione di riserva.
4. *Segnale di ripristino*: indica la possibilità di ripristinare il canale di segnalazione originario.

C) SEGNALI DI GESTIONE

Questi segnali non sono stati definiti: essi sono tuttora allo studio della Commissione XIII del CCITT.

Questi segnali dovrebbero servire a trasmettere informazioni relative a misure di traffico, disponibilità di organi e circuiti, ed osservazioni della qualità del servizio, ecc. Queste informazioni oltre ad evidenziare lo stato della rete potranno essere utilizzate per avviare automaticamente programmi di prova, per seguire diverse procedure d'istradamento del traffico, ecc. (1296)

BIBLIOGRAFIA

1. CCITT: Libro rosso, Vol. VI, UIT 1961.
2. CCITT: Libro blu, Vol. VI, UIT 1966.
3. CCITT: Libro bianco, Vol. VI, UIT 1968.
4. VALLESE: *Elementi di segnalazione telefonica.* Ediz. Siderea, 1968.
5. LUCAS, LEGARÉ, DONDOUX: *Principes nouveaux pour la signalisation téléphonique.* «Commutation et Electronique», luglio 1967.

LA STABILIZZAZIONE DEI «TEMPI»
NEI GENERATORI DI SEGNALI DI SINCRONISMO IN TELEVISIONE

GASTONE ZETTI (*)

SOMMARIO — Dopo aver ricordato la struttura e le funzioni di un generatore di sincronismo per televisione adatto per generare segnali video a colori codificati secondo la norma PAL si descrivono tre sistemi di stabilizzazione dei tempi a cadenza di riga dei segnali di cancellazione e di sincronismo, con particolare riferimento all'impiego di circuiti integrati di tipo logico.

*SUMMARY — **Stabilization of the pulse width in PAL system pulse generator (P.G.)** This paper describes the stabilization of the width of sincronizing pulses generated by a P.G. for PAL coded television signals. The problem involves the signals which have line period only; after a brief recapitulation of a P.G. block composition, three solution are here discussed with particular reference to the use of logic integrated circuits.*

1. Premessa.

Il generatore di impulsi per televisione è l'apparato che fornisce i segnali necessari al funzionamento di un Centro di produzione televisivo o, nel caso più semplice, di una telecamera per la generazione dei segnali video secondo le specifiche di una determinata norma (standard) televisiva.

Per la norma a 625 righe intercalate, con ripetizione di 25 quadri al secondo, il generatore di sincronismi (che per brevità indicheremo con le lettere PG, da «pulse generator») deve fornire quattro segnali tipici per la televisione in bianco-nero, sette per la televisione a colori sistema PAL. Questi segnali sono qui sotto elencati e, per ciascuno di essi, è ricordata la funzione che assolve nella generazione di un segnale video completo per essere trasmesso. Essi sono:

— *Segnale di sincronismo orizzontale H* (fig. 1*e*),

— *Segnale di sincronismo verticale V* (fig. 1*f*).

Questi due segnali sono utilizzati per la sincronizzazione delle sorgenti video (telecamere, telecinema, ecc.). La frequenza f_H del segnale *H* è 15625 Hz, mentre quella del segnale *V* è legata alla precedente dalla semplice relazione

$$f_V = \frac{2 f_H}{625} = 50 \text{ Hz} \qquad \text{(bibl. 1).}$$

— *Segnale di cancellazione composto* B_{LK} (fig. 1*d*).

È utilizzato per cancellare il segnale video negli intervalli di ritorno del fascio elettronico dell'analizzatore. Esso determina quindi una zona di «nero elettronico» sulla quale verranno sommati con polarità opposta al segnale video gli impulsi di sincronismo composti (bibl. 1).

— *Segnale di sincronismo composto SS* (fig. 1*a*).

Viene sommato al segnale video nella zona di cancellazione e contiene le informazioni di sincronismo orizzontale (di riga) e verticale (di quadro): è indispensabile al ricevitore per sincronizzare il movimento del fascio elettronico del cinescopio con quello del sistema di ripresa (bibl. 1).

— *Porta del sincronismo di colore* B_f (fig. 1*b*).

È il segnale che serve ad allocare il sincronismo di colore (burst) sul segnale video nella posizione e con la sequenza prevista dalla norma PAL (bibl. 2,3).

— *Alternanza PAL* K_p (fig. 1*c*).

È il segnale che definisce a righe alterne quando è presente l'informazione cromatica (R-Y) o l'informazione — (R-Y) (bibl. 2,3).

— *Sottoportante di colore.*

È una tensione sinusoidale la cui frequenza f_0 è strettamente legata alle frequenze di riga f_H e di quadro f_V dalla relazione (per il sistema di televisione a colori PAL).

$$f_0 = \frac{f_H \cdot 1135}{4} + \frac{f_V}{2}$$

cui corrisponde il valore di 4.433618,75 Hz (bibl. 2,3). Questa relazione rigida tra le frequenze f_0, f_H e f_V comporta che esse siano derivate l'una dall'altra.

La tecnica costruttiva dei generatori di sincronismo ha avuto un processo evolutivo; si è passati progressivamente dall'impiego di valvole all'impiego dei transistori e successivamente a quello dei circuiti integrati. Questa evoluzione ha consentito innanzitutto una progressiva riduzione delle dimensioni di ingombro del PG, come testimoniano le fotografie delle figure 2, 3, 4 che si riferiscono a tre tipi di generatori di sincronismo costruiti con l'impiego di valvole, transistori e circuiti integrati.

In ogni caso il progettista ha dovuto sempre porre una attenzione particolare alla stabilità dei tempi delle forme d'onda in uscita del PG, per soddisfare le esigenze della norma senza che sia richiesto un controllo frequente dell'apparato. È da ricordare che il problema si pone solo per le forme d'onda a cadenza *H* oppure *H*/2 in quanto i segnali a cadenza *V* (pilota verticale, componente verticale del segnale di cancellazione, posizione del gruppo equalizzatori-serrati-equalizzatori) sono facilmente ottenibili per combinazione logica dei segnali in uscita dalla catena di divisori che divide per 625, in quanto questi segnali sono

(*) P.I. Gastone Zetti della RAI.
Dattiloscritto pervenuto il 19 febbraio 1971.

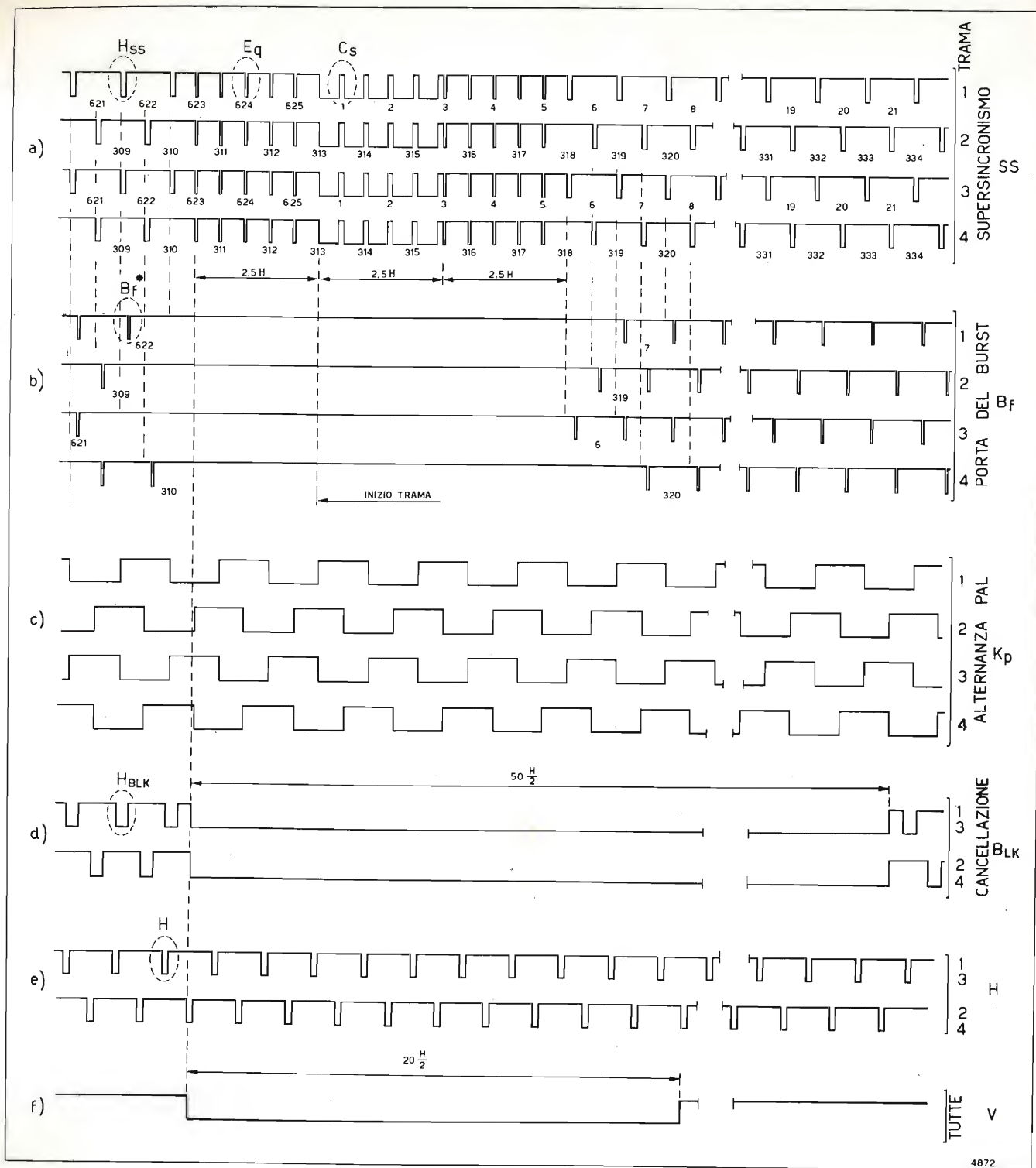



Fig. 1. — Segnali richiesti da un generatore di impulsi adatto per TV colore secondo la norma PAL e loro relazione di fase nelle quattro trame.

multipli di 32 μs, periodo del segnale di entrata ai divisori.

Non è possibile invece utilizzare in modo semplice la catena dei divisori della frequenza della sottoportante di colore per ottenere i tempi delle forme d'onda a cadenza di riga (o doppia della frequenza di riga), perché a causa della relazione fra la frequenza di sottoportante e la frequenza di riga, dettata da ragioni di compatibilità fra trasmissioni a colore e in bianco e nero, le due frequenze non sono fra loro multiple di un numero intero di periodi.

Il progettista ha quindi dovuto cercare altre soluzioni per ottenere con buona precisione, stabilità e semplicità, le forme d'onda volute. Alcune di esse verranno discusse nei prossimi paragrafi dopo avere sommariamente descritto per diagrammi a blocchi la conformazione tipica di un PG adatto per sorgenti a colore codificate PAL.

2. Conformazione tipica di un generatore di sincronismi PAL.

I segnali da produrre sono i sette già elencati nella premessa: poiché i segnali sono legati alla frequenza della sottoportante di colore, quest'ultimo deve essere il segnale di partenza. Lo schema della figura 5 illustra a blocchi i principali componenti di un PG:

Il segnale alla frequenza f_0 (4.433.618,75 Hz) della sottoportante di colore in uscita dall'oscillatore a quarzo (1) alimenta, direttamente e tramite uno sfasatore di 90° rispettivamente i modulatori bilanciati (2) e (3). Questi ricevono come segnale modulante un segnale sinusoidale a frequenza $f_V/2$ ottenuto dall'uscita del divisore (4) opportunamente filtrato dal filtro (5); anche questi segnali con frequenza $f_V/2$ sono fra loro sfasati di 90°, per cui la somma dei segnali modulati fornisce il segnale $f_0 - f_V/2$ (bibl. 4). Questo segnale viene diviso per 1135 dal divisore (6) e poi moltiplicato per 8 dal circuito (7) onde ottenere il doppio della frequenza di riga, cioè $2f_H$. Il segnale a frequenza $2f_H$ viene poi diviso per 625 dal circuito (9) per ottenere il segnale a frequenza f_V; quest'ultimo segnale, diviso per 2 da (4) e filtrato da (5), costituisce, come s'è visto, il segnale modulante dei modulatori bilanciati. Poiché l'onda laterale inferiore di frequenza $f_0 - f_V/2$ è presente all'uscita dei modulatori solo se esiste il segnale modulante a frequenza $f_V/2$ e quindi solo se il divisore (6) riceve segnale, il circuito non funziona se non viene opportunamente « lanciato ». A ciò provvede il circuito (8) il quale è un oscillatore libero con frequenza $\simeq 2f_H$ che si sincronizza non appena riceve il segnale dal moltiplicatore per 8 [circuito (7)]; l'avviamento automatico del circuito è così assicurato.

Fig. 2. — Generatore di impulsi per norma a 625 righe per TV monocroma realizzato a valvole (1952).

Fig. 3. — Generatore di impulsi per norma a 625 righe per TV monocroma realizzato a transistori (1961).

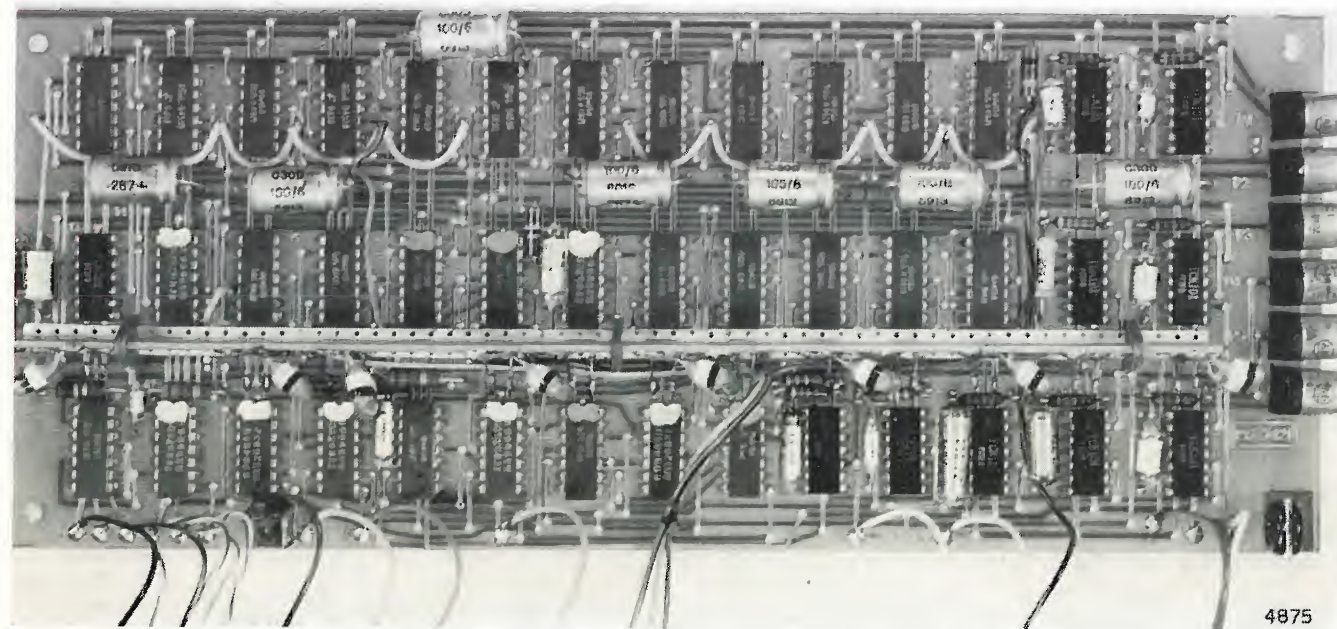



Fig. 4. — Particolare di generatore di impulsi per TV colore, norma PAL. Nella piastra sono raccolti tutti i circuiti logici necessari; mancano trasduttori di uscita dei segnali, il generatore della sottoportante di colore (quarzo termostato) e l'alimentatore.

Il segnale a frequenza f_V diviso per 4 da (17) combinato ad alcune uscite del divisore (9) tramite la matrice (12) costituisce il fronte di partenza del contatore (13) che conta un intervallo di 9 impulsi di durata H e fornisce così l'intervallo di cancellazione del sincronismo di colore previsto dalla standar PAL (« Bruch Burst », segnale B_f fig. 1*d*). Dal divisore (9), tramite la opportuna logica combinatoria (14), vengono poi ottenuti i segnali a cadenza V e cioè:

— il segnale pilota V, che non ha bisogno di ulteriore trattamenti ed è pari a $20H/2 = 640\ \mu s$ (fig. 1*f*);

— la componente verticale del segnale di cancellazione di durata pari a $50H/2 = 1600\ \mu s$, (fig. 1*d*);

— la porta equalizzatori di durata $5H/2 + 5H/2 = 160 + 160\ \mu s$ (fig. 1*a*);

— la porta serrati di durata $5H/2 = 160\ \mu s$ (fig. 1*a*).

Le forme d'onda a cadenza $H/2$ vengono generate dal circuito (10) che sarà oggetto di particolare studio nei paragrafi seguenti: esso genera, in modo continuo, con cadenza $H/2$ i seguenti segnali:

— pilota H (fig. 1*e*);

— sincronismo di riga del segnale SS (fig. 1*a*),

— equalizzatori e serrati del segnale SS (fig. 1*a*);

— componente di riga del segnale di cancellazione;

— porta del segnale di sincronismo di colore B_f (fig. 1*b*).

Il segnale in uscita dal circuito di lancio, a frequenza $2f_H$, viene anche diviso per due ed il segnale di quest'ultimo divisore (11), combinato in modo logico, sia coi segnali in uscita dalla matrice (14) sia con l'uscita del contatore (13), fornisce sulla logica combinatoria finale (16) i segnali voluti e cioè H, SS, B_f, K_p e B_{LK}.

All'entrata della stessa logica combinatoria finale entra pure un segnale a frequenza $f_H/2$, ottenuto dal divisore (15) e sincronizzato dal contatore (13); esso è indispensabile per ottenere il segnale K_p (onda di commutazione PAL).

Quella descritta è la configurazione più usata nei P.G. per segnali codificati PAL; in un'altra soluzione, al posto dei due modulatori bilanciati e del circuito di lancio si usano due quarzi, uno alla frequenza della sottoportante e l'altro mantenuto ad una frequenza di 25 Hz inferiore rispetto il primo da un anello di controreazione opportunamente disposto e comprendente i vari divisori del P.G.

3. Stabilizzazione dei tempi.

Si è già detto che i segnali con periodo di riga H oppure $H/2$ debbono essere stabilizzati convenientemente onde evitare un frequente controllo.

Nella tabella allegata sono riportati i tempi relativi ai singoli elementi di segnale con le tolleranze ammesse. In essa non è volutamente riportata la « larghezza » del segnale H (pilota orizzontale) poiché non è normalizzata in sede internazionale. Generalmente si adotta, per semplicità costruttiva dei PG, un segnale ottenuto sommando i tempi della soglia anteriore e del sincronismo di riga relativo al segnale SS. Questo tempo pertanto potrà variare fra 5,9 e 6,7 μs ed il primo fronte del segnale H viene a coincidere col primo fronte del segnale di cancellazione di riga.

Viene qui descritto il principio di funzionamento di tre metodi di stabilizzazione di questi tempi, il primo dei quali, usato nei PG a componenti discreti, sia a valvole sia a transistori, non si presta più all'impiego in nuovi generatori a componenti integrati (circuiti micrologici) per l'eccessivo ingombro che ne deriva.

	Valore e tolleranza	Scarto percentuale ammesso
Complemento al serrato (C_s di fig. 1*a*)	4,7 ± 0,2 μsec	± 4,25%
Equalizzatore (E_q di figura 1*a*)	2,3 ± 0,1 μsec	± 4,35%
Sincronismo di riga (H_{ss} di fig. 1*a*)	4,7 ± 0,2 μsec	± 4,25%
Soglia anteriore	1,6 ± 0,2 μsec	± 12,5%
Distanza 1° fronte sincronismo colore dal 1° fronte sincronismo riga	5,6 ± 0,1 μsec	± 1,78%
Durata B_{lk} di riga (H_{Blk}) (fig. 1*d*)	12 ± 0,2 μsec	± 1,67%
Durata del sincronismo di colore (B_f* di figura 1*b*)	2,25 ± 0,23 μsec	± 10,4%

Fig. 5. — Schema a blocchi delle funzioni di base che compongono un generatore di sincronismo per TV colore sistema PAL.

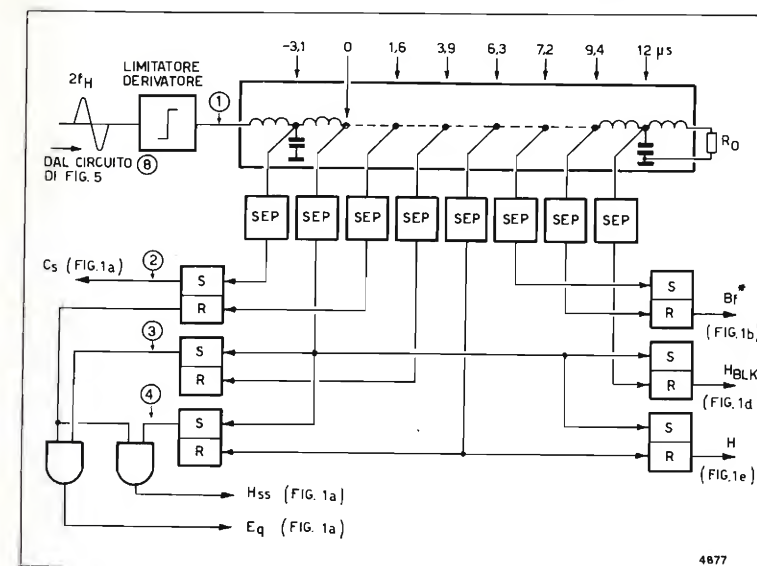



Fig. 6. — Schema di principio del sistema di stabilizzazione dei tempi con linea di ritardo a prese multiple.

I. Stabilizzazione con linea di ritardo a prese intermedie

Il segnale a cadenza $H/2$ in uscita dal circuito (8) di figura 5 viene inviato ad una linea di ritardo a prese intermedie: i segnali in uscita dalle singole prese costituiscono i segnali di abilitazione (S) e di arresto (R) di elementi bistabili del tipo RS connessi come è indicato in figura 6.

Le prese della linea di ritardo sono intervallate in modo tale da far sì che i tempi risultanti in uscita dagli elementi bistabili siano quelli voluti. Si fa notare che per ottenere il segnale di sincronizzazione di riga e i segnali di equalizzazione, pur potendo disporre degli impulsi di partenza adatti, si preferisce comandare i relativi bistabili con leggero anticipo e poi ridurre il tempo delle relative forme d'onda sommando in modo logico ai relativi segnali il segnale del complemento al serrato (fig. 7). Ciò è necessario per fare in modo che i fronti di discesa del sincronismo composito siano quelli di un solo elemento bistabile così da evitare modulazioni spurie di posizione del fronte che definisce la cadenza di riga.

Per il calcolo del ritardo unitario di ogni cella è da ricordare che in una linea di ritardo avente una banda passante ben definita il fronte di salita (o di discesa) dell'impulso che in essa si propaga diminuisce di pendenza mano a mano che il segnale procede verso l'estremo per cui il ritardo reale, valutato al centro del fronte d'onda, sarà maggiore di quello calcolato; normalmente si considera, per celle a k costante un « allungamento » del tempo di circa il 10% del ritardo.

In alcuni generatori progettati nel Laboratorio Ricerche della RAI e che usano questo sistema di stabilizzazione si è adottato un tempo di ritardo unitario per ogni cella di 0,137 μs e la linea intera è composta di 104 celle; i tempi ottenuti sono entro le tolleranze richieste dalla norma a 625 righe.

Fig. 7. — Forme d'onda nei punti (1-2-3-4) di figura 6.

II. Stabilizzazione con oscillatore intermittente sincronizzato

Caricando una induttanza L con l'energia $LI^2/2$ e facendo scaricare tale energia su un condensatore si hanno oscillazioni smorzate di periodo $T \cong \cdot 2\pi\sqrt{LC}$.

Se si apporta energia al circuito in modo tale da compensare tutte o parte delle perdite del circuito, l'oscillazione permane per un tempo infinito o notevolmente lungo. Eccitando e smorzando periodicamente il circuito risonante si ottengono treni di oscillazioni che hanno sempre la stessa fase di inizio per cui tutti i passaggi della tensione per lo zero sono rigidamente legati alla fase del segnale di interruzione.

È possibile usare questo principio per ottenere, con una stabilità notevole i tempi a cadenza $H/2$: il circuito è quello di figura 8.

Quando il transistore T_1 è saturato, nella induttanza L circola una corrente costante che carica la induttanza con energia $LI^2/2$. Ciò accade quando l'uscita dalla logica di comando di T_1 è positiva (stato 1). Quando, con ritmo $H/2$, arriva un impulso dal limitatore, il comando di T_1 scende a valori negativi e quindi T_1 si interdice. Inizia così lo scambio di energia fra induttanza L e condensatore C che

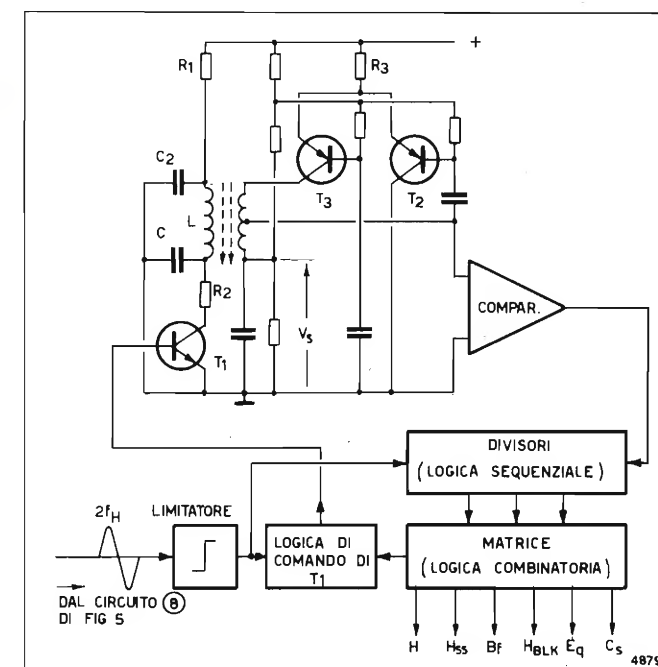



Fig. 8. — Schema di principio del sistema di stabilizzazione dei tempi con oscillatore intermittente sincronizzato.

genera l'oscillazione voluta e che viene mantenuta di ampiezza pressoché costante dall'apporto di energia dovuto all'amplificatore formato da T_2 e T_3.

Il comparatore fornisce onde quadre che entrano nel gruppo divisore. Dopo n periodi il segnale d'uscita di comando di T_1 sale al valore logico 1; T_1 si satura ponendo in parallelo al circuito risonante LC la resistenza R_2. L'oscillazione si smorza rapidamente (è bene che R_2 sia minore della resistenza critica in modo da non dare luogo ad ulteriori oscillazioni) e l'induttanza si ricarica con la primitiva energia in modo da essere pronta per un nuovo ciclo.

Fig. 9. — Forme d'onda e tempi relativi al sistema di stabilizzazione con oscillatore intermittente sincronizzato: fra parentesi la differenza fra il valore teorico del tempo ottenuto dal sistema e il valore nominale espresso in microsecondi nel caso che il periodo della oscillazione venga stabilito in 0,795 μs.

Dalla catena di divisori, tramite logica combinatoria è così possibile ottenere i segnali voluti.

Dimensionando correttamente il circuito, la stabilità del periodo dell'oscillazione può essere mantenuta costante entro qualche unità su mille per un esteso campo di temperatura; la stabilità complessiva è quindi più che sufficiente. Per evitare che il comparatore si trovi in una condizione di instabilità quando l'oscillazione è completamente smorzata è necessario polarizzarlo con una tensione che lo porti in condizione di sicurezza (V_s delle figure 8 e 9).

Si noti che, usando un periodo di oscillazione compreso fra 0,813 e 0,787 μs i tempi sono tutti entro le tolleranze prescritte (vedi tabella): il periodo più adatto è tuttavia quello corrispondente a 0,795 μs che bilancia discretamente le tolleranze ammesse per i vari segnali lasciando margine per ciascuno di essi (¹). In uscita dal comparatore si ottengono 20 fronti negativi (fig. 9) che pilotano la logica sequenziale la quale, a sua volta fornisce i segnali necessari alla logica combinatoria per ottenere i segnali richiesti dal PG e il comando del transistore T_1.

Le configurazioni possibili assegnabili alle due logiche, ovviamente interdipendenti, sono numerosissime: la ottimizzazione rigorosa della soluzione è praticamente impossibile. Basta pensare che per individuare tutti e 20 gli istanti caratteristici in uscita dal comparatore occorrono almeno 5 elementi bistabili cui competono 32 configurazioni possibili. Con queste 32 configurazioni è possibile scrivere:

$$20!\binom{32}{20} = \frac{32!}{(32-20)!}$$

tabelle della verità (e cioè un numero dell'ordine di 5.10^{25}) da cui ricavare per sintesi la logica sequenziale e quella combinatoria più semplice e quindi meno costosa.

La soluzione adottata nel Laboratorio Ricerche della RAI utilizza la « tabella della verità » riportata qui di seguito.

	A	B	C	D	E	F
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0	0
3	1	1	1	0	0	0
4	1	1	1	1	0	0
5	1	1	1	1	1	0
6	0	1	1	1	1	0
7	0	0	1	1	1	0
8	0	0	0	1	1	0
9	0	0	0	0	1	0
10	0	0	0	0	0	1
11	1	0	0	0	0	1
12	1	1	0	0	0	1
13	1	1	1	0	0	1
14	1	1	1	1	0	1
15	1	1	1	1	1	1
16	0	1	1	1	1	1
17	0	0	1	1	1	1
18	0	0	0	1	1	1
19	0	0	0	0	1	1
20	0	0	0	0	0	0

Come si nota è stato usato un bistabile in più del necessario per semplificare la logica di decodifica e la logica interna di conteggio dato che, per ovvie ragioni, il conteggio deve essere effettuato con sistema sincrono (le commutazioni dipendono dall'impulso di orologio).

I segnali necessari vengono ottenuti da una logica combinatoria che risolve le seguenti equazioni logiche:

$$\overline{H} = \overline{\overline{E}\,\overline{F}} \cdot \overline{\overline{E}\,\overline{C}\,F} \qquad E_p = \overline{E}\,\overline{F}\,C_S$$

$$C_S = \overline{\overline{A}\,\overline{B}} \cdot \overline{F} \qquad \overline{H}_{Blk} = \overline{E}\,\overline{F}$$

$$H_{SS} = \overline{H}\,\overline{C}_S \qquad B_f = B\,D\,F$$

(¹) In tal caso la differenza fra il valore teorico del tempo del segnale H_{Blk} e il valore nominale è di — 0,08 μs e in figura 9 sono indicati tra parentesi gli scarti conseguenti anche sugli altri segnali.

Gli elementi bistabili e i circuiti NAND usati sono del tipo TTL; la logica di comando di T_1 è formata da un bistabile tipo RS il cui impulso di partenza è costituito dal fronte a cadenza $H/2$ ottenuta dal limitatore di entrata, quello di arresto è il secondo fronte del segnale H_{Blk}.

III. STABILIZZATORE CON RAMPA

Come si è già visto nei casi precedenti, i segnali possono essere facilmente ottenuti se si dispone di otto istanti caratteristici distanti uno dall'altro di tempi ben determinati.

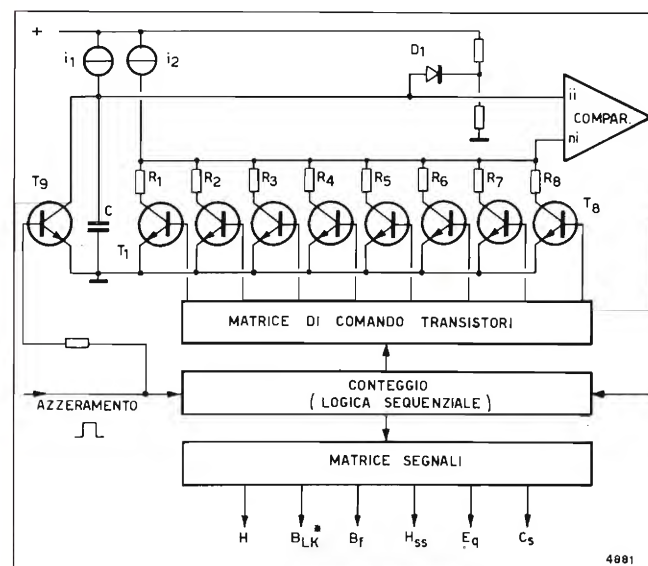



Fig. 10. — Schema di principio del sistema di stabilizzazione dei tempi con rampa lineare.

Questi istanti caratteristici possono essere ottenuti col circuito di figura 10 il cui funzionamento è il seguente: due generatori di corrente uguali fra loro alimentano rispettivamente il condensatore C e il gruppo di resistenze $R_1 \ldots R_8$.

Al transistore T^9 arriva un impulso di azzeramento con cadenza $H/2$ per cui esso, alternativamente, si apre e si chiude determinando una tensione a dente di sega ai capi del condensatore C. Non appena inizia la rampa, T_9 è saturo per cui la tensione al morsetto « ni » del comparatore avrà il valore $V_{ni} = R_1 i_2 + V_{S_1}$ dove $V_{S1}, V_{S2}, \ldots V_{S_8}$ sono le tensioni di saturazione tra collettore ed emettitore rispettivamente dei transistori $T_1, T_2, \ldots T_8$. Quando la tensione del condensatore $V_c = \frac{i_1}{C} t + V_{S_9}$ raggiunge il valore V_{ni} il comparatore cambia stato in uscita, per cui, tramite il conteggio e la logica di comando dei transistori, T_1 si interdice e T_2 si satura. La tensione ai capi dell'entrata « ni » del comparatore sale ad un valore superiore di quello della tensione a rampa per cui il comparatore cambia di nuovo stato. Questa situazione si ripete nel tempo per cui i transistori $T_1 \ldots T_8$ vengono a saturarsi in tempi successivi. L'uscita del comparatore è quindi quella di figura 11; si hanno cioè otto fronti negativi che si possono fare coincidere con quelli che a noi interessano.

Gli scatti avvengono quando:

$$R_n i_2 + V_{Sn} = \frac{i_1}{C} t_n + V_{S_9} ,$$

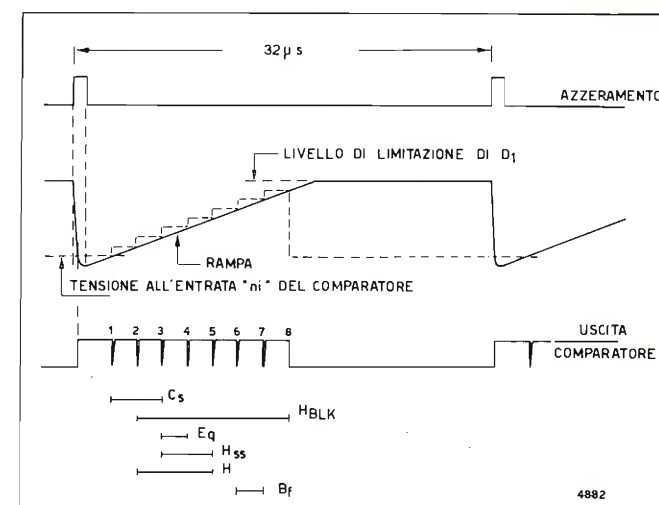



Fig. 11. — Forme d'onda e tempi relativi al sistema di stabilizzazione con rampa lineare.

per cui il tempo intercorrente fra gli impulsi n ed m sarà

$$\Delta t_{n-m} = \frac{C}{i_1}\left[i_2\ (R_n - R_m) + V_{Sn} - V_{Sm}\right] ,$$

che, se i transistori $T_1 \ldots T_8$ hanno la stessa tensione di saturazione, cioè se $V_{Sn} = V_{Sm}$, si semplifica nella

$$\Delta t_{n-m} = \frac{i_2}{i_1} C\ (R_n - R_m) \quad (^2).$$

Gli intervalli di tempo fra i vari scatti del comparatore, note i_1, i_2 e C sono quindi definite dai valori delle otto resistenze $R_1 \ldots R_8$.

Una eventuale variazione delle tensioni di saturazione dei transistori $T_1 \ldots T_8$ determinano ovviamente uno scostamento dal valore nominale: tuttavia si è constatato, che l'80% dei transistori proveniente da una stessa fornitura ha la stessa tensione di saturazione entro il $\pm$ 5%, per cui l'errore dovuto a queste differenze, se la rampa è di alcuni volt e la tensione di saturazione media dei transistori non è superiore a 100 millivolt, è trascurabile.

Al posto dei due generatori di corrente i_1 ed i_2 si potrebbero mettere due resistenze uguali di valore R: se le V_S fossero uguali si avrebbe, in questo caso:

$$\Delta t_{n-m} = RC \log \frac{R + R_n}{R + R_m}$$

per cui i tempi dei segnali d'uscita dipendenti dalla distanza fra i vari impulsi del comparatore sarebbero anche in questo caso dipendenti dai valori R_n ed R_m; è da notare tuttavia che l'incidenza delle variazioni delle V_S dei transistori e della corrente derivata dal comparatore aumenta al diminuire della pendenza della rampa per cui se, non si dispone di una tensione di alimentazione 5 ÷ 10 volte il valore della tensione massima da assegnare alla rampa conviene usare due generatori di corrente costante come indicato in figura 10.

Nel prototipo realizzato nel Laboratorio Ricerche della RAI è stato usato un doppio generatore di cor-

(²) Nella valutazione di questo tempo non si è considerata la corrente derivata dal comparatore, ritenuta trascurabile rispetto ai valori delle i_1 ed i_2.

rente con rapporto $i_2/i_1 \simeq 1$ ottenuto con un doppio transistore bilanciato tipo BFX 36. La « tabella della verità » usata nel conteggio dei fronti negativi è quella sotto riportata.

	A	B	C	D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	1	1	0	0
3	1	1	1	0
4	1	1	1	1
5	0	1	1	1
6	0	0	1	1
7	0	0	0	1
8	0	0	0	0

Le equazioni logiche che è necessario soddisfare per ottenere i segnali voluti sono le seguenti:

$$H = \mathrm{A\,B} \qquad Eq = \mathrm{C}\,\overline{\mathrm{D}}$$

$$\overline{\mathrm{C}}_{\mathrm{S}} = \mathrm{A}\,\overline{\mathrm{C}} \qquad H_{\mathrm{Blk}} = \overline{\mathrm{B}}\,\overline{\mathrm{D}}$$

$$H_{\mathrm{SS}} = \mathrm{A\,C} \qquad B_{\mathrm{f}} = \mathrm{C}\,\overline{\mathrm{B}}$$

Gli elementi bistabili e i circuiti NAND usati sono del tipo TTL. La matrice di comando dei transistori è invece effettuata con logica DTL e soddisfa le seguenti equazioni logiche.

comando di $T_1 = \overline{\overline{\bar{\mathrm{A}}\,\bar{\mathrm{D}}}}$ comando di $T_5 = \overline{\mathrm{D}\,\bar{\mathrm{A}}}$

comando di $T_2 = \overline{\mathrm{A}\,\bar{\bar{\mathrm{B}}}}$ comando di $T_6 = \overline{\mathrm{B}\,\bar{\bar{\mathrm{A}}}}$

comando di $T_3 = \overline{\mathrm{B}\,\bar{\bar{\mathrm{C}}}}$ comando di $T_7 = \overline{\mathrm{C}\,\bar{\bar{\mathrm{B}}}}$

comando di $T_4 = \overline{\mathrm{C}\,\bar{\bar{\mathrm{D}}}}$ comando di $T_8 = \overline{\mathrm{D}\,\bar{\bar{\mathrm{C}}}}$

La stabilità dei tempi dei vari segnali, per variazioni di temperatura da 0 a 60° centigradi è dell'ordine del 3 ÷ 4‰.

La precisione dei tempi in assoluto dipende dalla scelta della tolleranza delle resistenze. Se le resistenze hanno valore reale R (1 ± p) l'errore relativo dei tempi d'uscita è compreso entro ± $2p$. Ne consegue che le resistenze debbono avere una precisione corrispondente allo 0,5 % se non si vuole regolare con potenziometro i tempi uno per uno per entrare nelle tolleranze prescritte (vedi tabella all'inizio di questo paragr. 3).

4. Conclusioni.

Dall'esame delle possibili soluzioni per la stabilizzazione dei « tempi » in un segnale di sincronizzazione risulta che la migliore soluzione, fra le tre prospettate è la seconda, cioè quella con oscillatore intermittente. Anche se la complessità della logica è maggiore, rispetto alle altre due, questa soluzione è favorita dal minimo numero di componenti scelti e quindi costosi che impiega (la induttanza e il condensatore del circuito risonante.)

La terza soluzione, cioè quella con rampa, potrebbe essere però vantaggiosa nel caso di centri di produzione, distanti fra loro alcune centinaia di metri, che debbono fornire i segnali video in fase in un determinato punto assunto come punto di smistamento (controllo centrale). Infatti con una leggera variante al circuito si può fare in modo che tutti i segnali generati a cadenza H (ed anche V) possano slittare fino a ± 7 μs rispetto agli analoghi segnali generati nel punto di smistamento così da compensare automaticamente le differenze di percorso dovute ai cavi coassiali di collegamento.

Il sistema di generazione di segnali con linea di ritardo, fino ad ora usato correntemente, non si presta più per la costruzione di generatori di impulsi a circuiti integrati a causa sia del suo eccessivo ingombro, sia del suo maggiore costo nei confronti di un PG realizzato con una unica piastra a circuiti integrati.

(1272)

B I B L I O G R A F I A

1. CCIR Documents of the XIth Plenary Assembly, Oslo, 1966, Volume V.
2. Zur Technik des Farbfernsehens Sonderdruck aus Telefunken, Zeitung, Jahrgang 38 (1965).
3. Rapport du groupe ad hoc de l'UER sur la television en couleurs (UER, Centre Technique, Bruxelles).
4. H.S.Black. Modulation Theory. D. Van NOSTRAND.

FIDABILITÀ E DISPONIBILITÀ DI SISTEMI RIDONDANTI RIPARABILI (COLLEGAMENTI IN PONTE RADIO)

ENRICO GIARDINO (*)

SOMMARIO — I criteri di fidabilità e disponibilità di sistemi ridondanti riparabili vengono applicati al caso di collegamenti multicanali in ponte radio. Tali collegamenti si intendono costituiti da più sezioni di commutazione automatica con Centri intermedi presidiati e non presidiati. Lo studio ha, più in generale, lo scopo di fornire criteri di ottimizzazione per sistemi ridondanti riparabili, onde conseguire una prestabilita sicurezza di funzionamento al minimo costo complessivo. Dopo aver costruito un modello generale di sistema in ponte radio, fissando i termini noti del problema, si preciseranno le prestazioni operative (fidabilità, disponibilità, ecc.) da calcolare e le modalità di calcolo. La procedura di calcolo sarà automatizzata mediante calcolatore, onde renderla rapida e precisa. Un esempio numerico illustra il metodo e serve a discutere i risultati ottenuti. In Appendice si descrivono alcuni utili criteri di studio e di ottimizzazione di sistemi riparabili.

SUMMARY — ***Reliability and availability for redundant repairables systems.*** *The reliability and availability criteria for redundant mantained systems, are applied to a multipath multichannel microwave radio links. The radio relay chain is supposed to be multisection with automatic changeover facilities and the intermediate stations can be either attended or unattended. A general model of a radio links system is defined and the maintenance philosophy is specified. Mathematical and statistical techniques are then applied to evaluate reliability indexes as a function of the system cost. A final calculation is performed by means of a computer. Useful optimization criteria for mantained systems are given in the Annexes.*

1. Ipotesi iniziali e schema funzionale di un collegamento in ponte radio.

1.1 SCHEMA DI COLLEGAMENTO IN PONTE RADIO

Le considerazioni e le proprietà indicate nel presente articolo hanno in generale validità per sistemi ridondanti riparabili qualsiasi: pertanto esse individuano criteri generali di studio per tali sistemi. Tuttavia, allo scopo di adattare tale studio ad un esempio concreto, viene considerato il caso di un collegamento in ponte radio. Ad esso si riferirà pure l'esempio numerico del paragrafo 4.

Il collegamento considerato si sviluppa, in generale, tra due località terminali A e B (fig. 1) attraverso L tratte, realizzate con Centri intermedi presidiati o non presidiati. Ciascuna tratta è costituita da un numero totale di fasci radio $M(J)$ dei quali $R(J)$ sono di riserva: tale numero può variare, eventualmente da tratta a tratta.

Lo scambio tra fasci principali e di riserva avviene mediante un sistema di commutazione automatica a logica preferenziale ([1]) entro ciascuna sezione di commutazione.

Le testate di commutazione possono pensarsi disposte in uno qualsiasi dei Centri intermedi di collegamento.

Nel seguito del paragrafo, dopo aver posto alcune ipotesi iniziali, il collegamento in ponte radio considerato viene tradotto in un corrispondente schema funzionale, che rispecchi le ipotesi prestabilite. Su tale schema verranno poi precisate le prestazioni operative, da calcolare mediante le formule del paragrafo 3.

Fig. 1. — Sistema in ponte radio fra le località A e B attraverso varie tratte.

1.2 IPOTESI INIZIALI E SCHEMA FUNZIONALE DEL COLLEGAMENTO

La traduzione dello schema reale di un sistema ridondante

(*) Dott. ing. Enrico Giardino della RAI. Dattiloscritto pervenuto il 23 marzo 1971.

([1]) Cioè il fascio 1, in riserva ha la precedenza su tutti gli altri. Il fascio 2 su tutti gli altri tranne che sul primo e così via.

riparabile nel corrispondente schema funzionale [2] richiede che vengano stabiliti:

— ipotesi su funzionamento degli apparati, sulle loro modalità di guasto, sulle loro connessioni, sul tipo di esercizio, ecc.;

— il livello di dettaglio al quale si compie l'analisi del sistema (apparato, sezione, componente, ecc.).

Affinché poi i risultati dei calcoli di fidabilità siano attendibili è necessario che tali ipotesi siano verificate in pratica.

L'analisi funzionale di un sistema si presenta quindi sempre difficile per eventuali errori che possono derivare sia da un inesatto rilevamento dei dati iniziali, sia dalla incongruenza tra ipotesi poste e realtà delle cose. Ad esempio, le ipotesi di indipendenza dei guasti su apparati in parallelo non è verosimile se parti o cause comuni possono produrre guasti contemporanei. In generale all'aumentare della fidabilità del sistema l'ipotesi di indipendenza è sempre più difficilmente realizzabile, per l'inevitabile presenza di cause comuni di guasto (fulminazioni, fadings contemporanei, ecc.). Pertanto l'analisi funzionale di un sistema va considerata in senso dinamico, cioè è un'analisi che continuamente si autocorregge e si completa a seguito delle informazioni ricavate in esercizio.

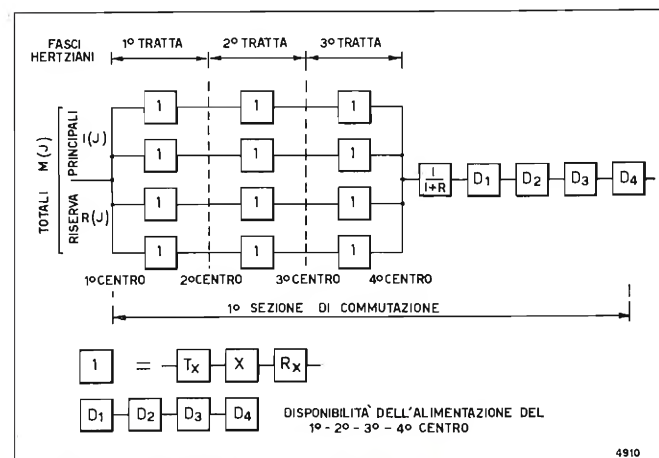



Fig. 2. — Schema funzionale di un collegamento in ponte radio.

Premesso quanto sopra, lo schema funzionale del collegamento mostrato nella figura 2 è stato tracciato ponendo le seguenti ipotesi:

1) Lo studio del sistema riguarda il suo periodo di vita utile, cioè il periodo di tempo in cui i guasti possono considerarsi casuali (frequenza guasti costante). In particolare si suppone valida la legge di Poisson sia per la distribuzione dei guasti dei singoli componenti, sia dell'intero sistema.

2) Il sistema è costituito da sottosistemi riparabili ed indipendenti, nel senso che un guasto ad un sottosistema non influisce su qualsiasi altro sottosistema.

3) La connessione dei sottosistemi componenti può assumere una qualsiasi delle seguenti configurazioni:

serie: quando tutti i sottosistemi, funzionando in modo continuo, sono contemporaneamente necessari al funzionamento del sistema;

parallelo: quando solo una parte dei sottosistemi componenti è contemporaneamente necessaria per il funzionamento dell'intero sistema. In questa seconda configurazione rientrano i seguenti casi: parallelo continuo (riserva attiva), riserva passiva [stand-by [3]] e quello dei sistemi composti da n sottosistemi, anche diversi, di cui almeno m debbono funzionare contemporaneamente perché il sistema funzioni.

4) Gli affievolimenti (fadings) di propagazione, sia sulle singole tratte, sia sui singoli fasci di una tratta sono incorrelati. Questa ipotesi, in generale pessimistica, porta a trattare la propagazione su ogni tratta come un quadripolo in serie a ciascun fascio. Si potrebbe anche, entro una stessa sezione di commutazione, disporre un unico quadripolo equivalente di propagazione.

5) In ogni Centro del collegamento, l'apparato di alimentazione è comune a tutti i ricetrasmettitori del Centro. Quindi per ogni tratta esso può essere sintetizzato in un quadripolo serie (fig. 2).

6) Gli apparati di commutazione automatica si suppongono a fidabilità unitaria. La logica di commutazione è di tipo preferenziale.

7) I guasti degli apparati si suppongono catastrofici, cioè improvvisi e non progressivi. Tale ipotesi minimizza l'eventuale effetto della manutenzione preventiva sul sistema [4].

8) I guasti al sistema si suppongono « rivelati ».

9) Si trascurano le cause comuni di avaria estranee al funzionameno dell'impianto (fulminazioni, interruzioni del Centro per cause meteorologiche o altro);

10) Si suppone di conoscere per ciascun apparato costituente il sistema (ivi comprese le testate di commutazione) il costo totale, cioè la somma del costo di acquisto e montaggio e del costo di esercizio su un arco di tempo T.

11) Per ogni apparato costituente il sistema si conosce anche la frequenza guasti g (il cui reciproco è spesso indicato con MTBF cioè Mean Time Between Failures) e il tempo medio di riparazione (indicato spesso con MTR, cioè Mean Time to Repair) il cui reciproco verrà indicato con r. È quindi noto anche il *rapporto operativo*:

$$K = \frac{\mathrm{M\,T\,B\,F}}{\mathrm{M\,T\,R}} = \frac{r}{g}\,,$$

che generalmente è molto maggiore di 1 [5].

12) Come parametri (variabili indipendenti) del problema si assumono:

— il periodo di tempo T considerato;

— il rapporto segnale/disturbo minimo richiesto al programma che transita sul ponte radio (ad esso è legato per esempio la disponibilità della propagazione);

— il numero delle tratte L del collegamento;

— il numero delle sezioni di commutazione automatica e la dislocazione delle testate di commutazione;

— il numero dei fasci principali e di riserva per ciascun programma inviato su ogni tratta.

Lo schema funzionale di un generico collegamento in ponte radio è indicato in figura 2 che riguarda una sola sezione di commutazione: le altre sezioni, analoghe, possono considerarsi in serie a quella indicata. Lo schema si riferisce al generico fascio I-esimo di un sistema dotato di R fasci di riserva. In figura si suppone che la sezione considerata comprenda tre tratte, e quindi quattro centri. Ciascuna tratta viene indicata da un unico quadripolo 1 comprendente in serie il trasmettitore, la propagazione e il ricevitore.

Gli impianti di alimentazione elettrica di ciascun centro sono in serie al parallelo multiplo $I/(I+R)$.

2. Definizione delle prestazioni operative del sistema.

Le prestazioni operative, nell'ambito della sicurezza di funzionamento, di un sistema ridondante riparabile, supposte valide le ipotesi del paragrafo 1, si esprimono mediante alcune grandezze che si definiscono come segue (bibl. 5, pag. 42 e seg.):

2.1 Disponibilità

Disponibilità istantanea. È la probabilità che un apparato sia funzionante nell'istante generico t. Per un singolo apparato viene matematicamente espressa da:

$$[1] \qquad D(t) = \frac{r + g \exp\left[-(r+g)\,t\right]}{r+g}$$

dove ricordiamo il significato delle grandezze, omogenee col reciproco di un tempo (frequenza):

$$r = \frac{1}{\mathrm{M\,T\,R}} = \frac{1}{\text{tempo medio di ripristino}}\,,$$

$$g = \frac{1}{\mathrm{M\,T\,B\,F}} = \text{frequenza dei guasti}\,;$$

esse di riferiscono ad un dato apparato.

Disponibilità di missione. È la percentuale di un tempo assegnato $(t_2 - t_1)$ in cui un apparato è funzionante, essa vale:

$$[2] \qquad D_m = \frac{1}{t_2 - t_1}\int_{t_1}^{t_2} D(t)\,dt\,.$$

Disponibilità a regime. È il limite di D_m per un tempo molto lungo, teoricamente infinito, cioè, tenendo presenti la [1] e la [2]:

$$[3] \qquad D_\infty = \lim_{t\to\infty} \frac{1}{t}\int_0^t D(t)\,dt = \frac{r}{r+g} = \frac{K}{K+1}\,,$$

dove, come s'è visto nel paragrafo 1.2 al punto 11, $K = r/g$ ed è chiamato *rapporto operativo di apparato*.

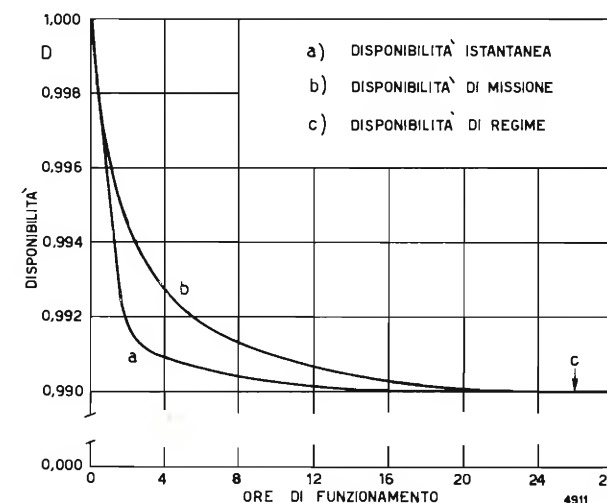



Fig. 3. — Andamento, in funzione del tempo, dei tre tipi di disponibilità.

La figura 3 mostra l'andamento, in funzione del tempo, delle tre grandezze sopra definite. In pratica, poiché lo stato di regime viene raggiunto rapidamente da ogni apparato, si può considerare la sola *disponibilità a regime* che, nel seguito, si indicherà semplicemente con D (anziché D_∞). Per un sistema complesso, costituito da più apparati comunque connessi, le espressioni della disponibilità a regime sono riportate nella tabella 1.

2.2 Fidabilità

È la probabilità che un apparato adempia alla funzione assegnatagli in condizioni prestabilite durante il tempo T, cioè la probabilità che nel tempo T non subisca avarie. La *fidabilità operativa*, cioè rilevabile in condizioni di esercizio, che indicheremo con $F(t)$, per un apparato singolo è data da

$$[4] \qquad F(t) = e^{-gt}\,.$$

Nel caso di sistemi complessi, riparabili o no, le formule della fidabilità del sistema sono quelle della tabella 1 di paragrafo 3.

Una volta calcolata la fidabilità di un sistema complesso, per un intervallo di tempo T fissato, è possibile risalire, attraverso la [4], alla frequenza guasti equivalente (o all'MTBF equivalente) del sistema.

Successivamente, attraverso alla [3] nota la disponibilità dell'intero sistema si può risalire al *tempo medio di ripristino equivalente* del sistema.

2.3 Tempi di fuori-servizio

A seguito di avaria il funzionamento di un apparato rimane interrotto per un certo tempo. Questo *tempo di interruzione* può considerarsi come la somma dei seguenti:

Tempo di segnalazione T_s = intervallo di tempo necessario alla segnalazione dell'avaria dell'apparato. Tale tempo è minimo per *guasti rivelati* (apparati sorvegliati o a funzionamento telesegnalato). Per sistemi riparabili la tendenza comune è quella di rendere « rivelati » tutti i possibili guasti.

Tempo di riparazione attiva T_r = periodo di tempo impiegato dall'operatore ad eliminare « in loco » il guasto, riattivando il funzionamento dell'apparato. Tale tempo dipende dalla *complessità strutturale* dell'apparato e dall'abilità dell'operatore, dalla gestione delle scorte, ecc. La tendenza attuale è quella di pre-

---

[2] Cioè uno schema che tenga conto del funzionamento della connessione e dei vari componenti ai fini dell'espletamento dei compiti assegnati al sistema.

[3] Si intende in tal caso che l'apparato principale è funzionante normalmente mentre quello di riserva è inattivo ed entra in funzione solo a seguito di un guasto dell'apparato principale.

[4] La RAI pertanto non esegue tale manutenzione su apparati a transistori.

[5] Nella letteratura inglese $g = 1/\mathrm{MTBF}$ è spesso indicato con la lettera λ ed $r = 1/\mathrm{MTR}$ con μ.

vedere elementi o sezioni di apparati modulari e rapidamente intercambiabili.

Tempo logistico T_l = intervallo di tempo intercorrente tra l'istante in cui si ha notizia del guasto e l'istante in cui l'operatore raggiunge l'apparato guasto. Tale tempo dipende dalla organizzazione del Servizio manutenzione, dalla rapidità di accesso all'apparato, ecc. Parte rilevante di tale tempo logistico è il *tempo di intervento*che di pende ad es. dal fatto che l'apparato sia presidiato o no.

Per un apparato, ciascuno dei tempi suddetti è una variabile statistica, quindi può essere definito un *tempo medio di ripristino* (*o di interruzione*) per ciascun apparato componente il sistema. Esso è già stato indicato con MTR e si ha:

[5] $$\text{MTR} = (T_s + T_r + T_l)_{\text{medio}} = 1/r .$$

Per un sistema complesso riparabile ha senso parlare di *tempo medio di ripristino equivalente*, intendendo con questo il tempo medio di ripristino per guasti che interrompono il funzionamento dell'intero sistema. Si può allora valutare la probabilità che la durata di una interruzione superi un tempo t_0 assegnato. Ad esempio, quando si possa supporre che la durata delle interruzioni sia distribuita secondo la legge di Poisson, la probabilità $P(t_0)$ che la durata dell'interruzione superi t_0 è:

[6] $$P(t_0) = e^{-rt_0}.$$

Poiché, in generale, un periodo di interruzione di un sistema è riconducibile a termini di costo, è possibile valutare il numero di ridondanze da introdurre onde rendere minimo il costo totale del sistema su un periodo di funzionamento prestabilito (App. 2).

2.4 TEMPO MEDIO DI BUON FUNZIONAMENTO

Come s'è detto è l'intervallo di tempo medio intercorrente tra due guasti successivi ed è stato indicato con MTBF = $1/g$. Esso è funzione dei seguenti parametri: *tipo di apparato, condizioni di impiego, prestazioni richieste*.

Conseguire un determinato valore di MTBF per un apparato è sempre riconducibile in termini di costo (acquisto, montaggio, impianti ausiliari, ecc.).

2.5 COSTO DEL SISTEMA

Ciascuna configurazione di un sistema complesso è valutabile in termini di costo totale del sistema per tutto il tempo di vita utile per esso previsto. Infatti il costo totale è la somma del costo di acquisto ed installazione degli apparati (compresi gli impianti ausiliari) e del costo di esercizio e manutenzione.

Tra tutte le possibili, la configurazione ottimale di un sistema è quella che consegue una determinata caratteristica funzionale (o un insieme di esse) al minimo costo totale. La ricerca di tale configurazione si presenta in generale come un problema di programmazione non lineare (App. 1) [6].

In conclusione per un sistema ridondante riparabile, come quello indicato del ponte radio, ha interesse conoscere ognuna delle caratteristiche funzionali su ricordate.

Il relativo calcolo per i ponti radio sarà impostato su calcolatore in modo da renderlo rapido e preciso in ogni possibile caso.

Si ricorda infine che in casi particolari una opportuna combinazione dei parametri suddetti può essere utile per il confronto di sistemi diversi. Ad esempio può essere chiamata *efficienza operativa* il prodotto $D\ F$ della disponibilità D per la fidabilità F.

3. Dati iniziali e formule di calcolo.

3.1 DATI INIZIALI

Per ciascun apparato della figura 2 occorre conoscere inizialmente:

1) *tempo medio di buon funzionamento* MTBF = $1/g$.

2) *tempo medio di ripristino* MTR = $1/r$.

Sono ambedue grandezze statistiche desunte dall'esperienza fatta su molti apparati uguali o simili.

I due dati suddetti individuano il rapporto operativo K = MTBF/MTR = r/g. Inizialmente occorre definire i limiti di variazione, massimo e minimo di tale rapporto.

3) *Costo totale dell'apparato;*

[è la somma del costo di acquisto ed installazione dell'apparato inclusi eventuali organi ausiliari e del costo per esso previsto in esercizio su un arco di tempo T.

Una volta trovata una soluzione al problema con un gruppo di dati e di parametri iniziali è sempre possibile variare tali dati per valutare la corrispondente variazione della soluzione trovata (analisi parametrica) (App. 1).

3.2 FORMULE DI CALCOLO

Le formule per il calcolo della fidabilità approssimata ($g \leqslant 10r$) e la disponibilità a regime per sistemi ridondanti riparabili vengono riportate nella tabella 1 tratta dal volume citato in bibliografia 5 (p. 44 e 50) ove sono riportate anche le formule rigorose. In particolare si vede che la fidabilità di n elementi in serie, riparabili o no, è data dal prodotto delle fidabilità dei singoli elementi.

In aggiunta alle precedenti formule vengono qui riportate alcune espressioni e proprietà che generalizzano le possibili applicazioni.

3.2.1 *Teorema di Bayes.*

Per un qualsiasi sistema riparabile vale il seguente teorema:

[7] $$\bar{D} = D_A \cdot P(A) + \bar{D}_A\, P(\bar{A})$$

dove: $\bar{D}$ = indisponibilità del sistema;

D_A, ($\bar{D}_A$) disponibilità (indisponibilità) dell'elemento A del sistema

$P(A)$ probabilità che il sistema sia guasto con A sano;

$P(\bar{A})$ probabilità che il sistema sia guasto con A guasto.

3.2.2 *Parallelo multiplo.*

È un sistema ad n elementi in parallelo, dei quali almeno m debbono funzionare contemporaneamente.

[6] Nell'esempio del ponte radio considerato i casi possibili sono pochi per cui si può procedere per via enumerativa.

TABELLA 1 - Fidabilità approssimata e disponibilità a regime di sistemi ridondanti riparabili o no

Numero rami paralleli	CONDIZIONI: Tipo ridondanza	Riparazioni		FIDABILITÀ APPROSSIMATA ($g \leqq 10\,r$) $F(t)$ =	Condizioni	DISPONIBILITA A REGIME: Riparazioni	$D(t)$ =	per: $g = 0{,}01$ $r = 0{,}2$
1	—	—	$g_1 = g$	e^{-gt}			$r/(g+r)$	0,95
2	Standby	NESS.	$g_1 = g_2 = g$; $r = 0$	$e^{-gt}(1+gt)$	$g_1 = g_2 = g$; $r_1 = r_2 = r$			
		NESS.	$g_1 \neq g_2$; $r = 0$	$\dfrac{g_2 e^{-g_1 t} - g_1 e^{-g_2 t}}{g_2 - g_1}$		SING.	$\dfrac{r^2 + rg}{r^2 + rg + g^2}$	0,998
		—	$g_1 = g_2 = g$; $r_1 = r_2 = r$	$\exp\left[\left(\sqrt{r^2 + 4gr} - 2g - r\right)\dfrac{t}{2}\right]$		MULT.	$\dfrac{2r^2 + 2rg}{2r^2 + 2rg + g^2}$	0,999
	Parallelo continuo	NESS.	$g_1 = g_2 = g$; $r = 0$	$2e^{-gt} - e^{-2gt}$				
		NESS.	$g_1 \neq g_2$; $r = 0$	$e^{-g_1 t} + e^{-g_2 t} - e^{-(g_1+g_2)t}$		SING.	$\dfrac{r^2 + 2rg}{r^2 + 2rg + 2g^2}$	0,996
		—	$g_1 = g_2 = g$; $r_1 = r_2 = r$	$\exp\left[-\left(3g + r - \sqrt{r^2 + 6gr + r^2}\right)\dfrac{t}{2}\right]$		MULT.	$\dfrac{r^2 + 2rg}{r^2 + 2rg + g^2}$	0,998
3	Standby	NESS.	$g_1 = g_2 = g_3 = g$; $r = 0$	$e^{-gt}(1 + gt + g^2t^2/2)$	$g_1 = g_2 = g_3 = g$; $r_1 = r_2 = r_3 = r$			
		SING.	$g_1 = g_2 = g_3 = g$; $r_1 = r_2 = r_3 = r$	$\exp\left[\dfrac{-g^3 t}{3g^2 + 3gr + r^2}\right]$		SING.	$\dfrac{r^3 + r^2 g + rg^2}{r^3 + r^2 g + rg^2 + g^3}$	0,9999
		MULT.		$\exp\left[\dfrac{-g^3 t}{3g^2 + 3gr + 2r^2}\right]$		MULT.	$\dfrac{6r^3 + 6r^2 g + 3rg^2}{6r^3 + 6r^2 g + 3rg^2 + g^3}$	0,99998
	Parallelo continuo	NESS.	$g_1 = g_2 = g_3 = g$; $r = 0$	$3e^{-gt} - 3e^{-2gt} + 3e^{-3gt}$	$g_1 = g_2 = g_3 = g$; $r_1 = r_2 = r_3 = r$			
		SING.	$g_1 = g_2 = g_3 = g$; $r_1 = r_2 = r_3 = r$	$\exp\left[\dfrac{-6g^3 t}{11g^2 + 4gr + r^2}\right]$		LING.	$\dfrac{r^3 + 3r^2 g + 6rg^2}{r^3 + 3r^2 g + 6rg^2 + 6g^3}$	0,9993
		MULT.		$\exp\left[\dfrac{-6g^3 t}{11g^2 + 7gr + 2r^2}\right]$		MULT.	$\dfrac{r^3 + 3r^2 g + 3rg^2}{r^3 + 3r^2 g + 3rg^2 + g^3}$	0,9999

NESS. = nessuna riparazione; SING. = viene riparato un solo apparato guasto per volta; MULT. = tutti gli apparati guasti vengono riparati contemporaneamente.

La fidabilità e la disponibilità di n elementi in serie (riparabili o no) sono date da:

$$F(t) = \prod_{i=1}^{n} F_i(t) \qquad D(t) = \prod_{i=1}^{n} D_i(t)$$

Si possono considerare i due casi:

a) *Tutti gli elementi sono uguali*. La disponibilità del sistema D_s è data da (bibl. 5, p. 51):

$$[8] \qquad D_s = \sum_{i=m}^{n} \binom{n}{i} D^i (1 - D)^{n-i}.$$

Se MTR $\ll$ MTBF (ossia $r \gg g$) si ha (bibl. 11):

$$[9] \qquad r_s = (n - m + 1)\, r_A$$

dove: r_s è il reciproco del tempo medio di ripristino dell'intero sistema ed r_A quello di un singolo apparato A.

Noti la disponibilità D_s e l'MTR $= 1/r_s$ del sistema si può calcolare la frequenza guasti ($g_s = 1/\text{MTBF}$) equivalente dell'intero sistema e quindi la sua fidabilità.

b) *Gli elementi in parallelo sono diversi*. La disponibilità si può valutare in modo combinatorio attraverso l'albero delle disponibilità. Ad esempio per $m = 2$ ed $n = 3$ si ha (bibl. 4, p. 126):

$$[10] \qquad D_s = 1 - \overline{D}_{12} \cdot \overline{D}_{13} \cdot \overline{D}_{23}$$

dove $\overline{D}_{12} = 1 - D_1 D_2$; $\overline{D}_{13} = 1 - D_1 D_3$; $\overline{D}_{23} = 1 - D_2 D_3$; essendo D_1, D_2, D_3 le disponibilità dei tre elementi in parallelo.

L'approssimazione consistente nell'uguagliare la MTR (ossia r) dei singoli apparati può ritenersi valida, per cui si può usare la [9].

Tutte le formule di cui sopra consentono di calcolare le prestazioni operative di un sistema complesso riparabile definito al paragrafo 2.

3.3 Esecuzione del calcolo

Il procedimento da seguire è il seguente:

— sullo schema funzionale completo della figura 2 si fissano i dati iniziali assunti al paragrafo 3.1;

— si fissano i parametri e le altre caratteristiche del collegamento (ipotesi del par. 1);

— mediante le formule di calcolo di questo paragrafo si calcolano le prestazioni operative richieste al sistema e già definite al paragrafo 2.

Ciò sarà fatto numericamente nel successivo paragrafo.

4. Esempio numerico.

Supponiamo di voler determinare la disponibilità e la fidabilità, in un tempo T, di un collegamento in ponte radio a due fasci principali ed uno di riserva $(2 + 1)$, a quattro tratte, con due sezioni di commutazione, una fra il centro $J = 0$ e il centro $J = 2$, l'altra fra il centro $J = 2$ e il centro $J = 4$, come è schematizzato in figura 4. Solo i centri $J = 0$ e $J = 4$

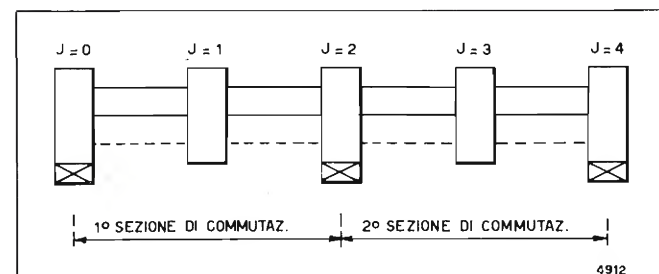



Fig. 4. — Struttura del ponte radio considerato nell'esempio numerico.

siano presidiati. Nel centro trasmittente $J = 0$, il sistema di commutazione, supporto con fidabilità unitaria, possiede logica preferenziale [vedi nota (1)].

La disponibilità di tratta dovuta alla propagazione, con rapporto «segnale/rumore» di 40 dB (al di sotto del quale si ha la commutazione sul fascio di riserva) sia per tutte le tratte 99,99%.

I dati iniziali, scelti con carattere orientativo, da inserire, nell'ordine, nel programma predisposto (denominato PPDIS) per l'elaboratore elettronico sono i seguenti:

1) numero delle tratte: $L = 4$;

2) intervallo di tempo considerato: $T = 30$ giorni;

3) numero testate commutabili esclusa la prima: $N = 2$;

4) numero d'ordine di tali testate commutabili: 2, 4;

5) costo testata commutazione in banda base (7): $C_1 = 4{,}5$ milioni;

6) costo testata commutazione a frequenza intermedia: $C_3 = 6$ milioni.

I Tratta

7') numero totale fasci 1ª tratta: $M(1) = 3$;

8') numero fasci di riserva 1ª tratta: $R(1) = 1$;

9') disponibilità di propagazione $D(1) = 0{,}9999$;

1° Fascio

10') MTBF del ricetrasmett. $1/g_{11} = 1200$ giorni

11') MTR del ricetrasmett. $1/r_{11} = 1$ giorno

12') Costo del ricetrasmett. $C_{11} = 7$ milioni

2° Fascio

13') MTBF del ricetrasmett. $1/g_{21} = 1200$ giorni

14') MTR del ricetrasmett. $1/r_{21} = 1$ giorno

15') Costo del ricetrasmett. $C_{21} = 7$ milioni

3° Fascio (riserva)

16') MTBF del ricetrasmett. $1/g_{31} = 300$ giorni

17') MTR del ricetrasmett. $1/r_{31} = 1$ giorno

18') Costo del ricetrasmett. $C_{31} = 6$ milioni

Così di seguito per la 2ª, 3ª e 4ª tratta del collegamento, supposte nel calcolo tutte uguali alla prima tratta.

La fidabilità degli impianti di alimentazione elettrica dei centri, generalmente ridondanti, si suppone unitaria. I dati finora disponibili consentono di presumere che tale ipotesi sia sufficientemente approssimata.

Con questi dati il programma PPDIS fornisce la soluzione raccolta nella colonna *a*) della tabella 2. La colonna *b*) fornisce i risultati nell'ipotesi che il collegamento non sia provvisto della testata di commutazione intermedia. La colonna *c*) fornisce i risultati nell'ipotesi che manchi il fascio di riserva e quindi di commutazione su tutto il collegamento.

(7) Cioè la commutazione opera a video frequenza. Per testata di commutazione a frequenza intermedia si intende quella che opera sulla frequenza intermedia.

TABELLA 2. Risultati per l'esempio numerico in tre diverse ipotesi

Fascio	Configurazioni	a	b	c
1	MTBF (giorni)	38387,6	2.1772	268
	MTR (giorni)	0.501008	0.501735	1.00202
	Disponibilità (%)	99.9986	99.9977	99.6472
	Fidabilità (%)	99.9135	99.8623	89.942
2	MTBF (giorni)	4670.26	1624	268
	MTR (giorni)	0.501919	0.50416	1.00201
	Disponibilità (%)	99.9883	99.969	99.6472
	Fidabilità (%)	99.3038	98.1702	89.942
Costo totale (milioni)		95	89	56

a) Collegamento come in figura 4;
b) Collegamento come in figura 4 senza testata di commutazione intermedia;
c) Collegamento come in figura 4 senza riserva (solo 2 fasci).

Appendice 1.

Configurazione di un sistema ridondante riparabile.

Si vuole stabilire la configurazione ottima (a costo minimo) di un sistema ridondante riparabile in un caso concreto, scelto a titolo di esempio (bibl. 5).

I dati iniziali del problema siano quelli della tabella 3 e cioè:

— si suppone che il sistema sia costituito da 4 stadi in serie, il minimo possibile per il suo corretto funzionamento;

TABELLA 3. Dati iniziali del problema

Stadio	C Costo di ogni apparato (dollari)	D Disponibilità di ciascun apparato	$\overline{D}$ Indisponibilità di ciascun apparato	Numero di apparati necessari alla disponibilità assegnata
1	2.000	0,80	0,20	3
2	3.000	0,70	0,30	4
3	1.500	0,80	0,20	3
4	1.000	0,70	0,30	4

— il costo, la disponibilità e l'indisponibilità di ciascun apparato di ogni stadio sono riportati nella 2ª, 3ª e 4ª colonna della tabella 3.

— la disponibilità dell'intero sistema dovrà essere almeno uguale a 0,99, perciò la disponibilità di ogni stadio dovrà essere almeno uguale a tale valore; quindi il numero minimo di apparati in parallelo necessari in ogni stadio è indicato nella 5ª colonna della tabella (8).

Le disponibilità ed i costi di ciascun apparato dello stadio si suppongono uguali; tuttavia ciò non è necessario per la validità del metodo che si descrive.

Si tratta ora di stabilire quale sia la più economica aggiunta di apparati in ciascuno stadio affinché si consegua la disponibilità prefissata, al minimo costo. Si può procedere per via enumerativa costruendo la tabella 4; essa, per ciascuna possibile combinazione di

TABELLA 4. Enumerazione delle soluzioni possibili per gli stadi 1° e 2°

Ipotesi ridondanza 2° stadio				Ipotesi ridondanza 1° stadio: 1ª	2ª	3ª	4ª
		N°		3	4	5	6
		C		6	8	10	12
		$\overline{D}$		0,008	0,0016	0,00032	0,000064
1ª		N°	4		*1*	*2*	*a*)
		C	12	18	**20**	**22**	**24**
		$\overline{D}$	0,0081	0,0161	**0,0097**	**0,0084**	**0,00816**
2ª		N°	5		*3*	*4*	*b*)
		C	15	21	**23**	**25**	**27**
		$\overline{D}$	0,00243	0,0104	**0,0040**	**0,0027**	**0,0024**
3ª		N°	6		*5*	*6*	*7*
		C	18	24	**26**	**28**	**30**
		$\overline{D}$	0,00074	0,0087	**0,0023**	**0,00106**	**0,00079**

N° = numero apparati ridondanti;
C = costo complessivo (10^3 \$);
$\overline{D}$ = indisponibilità complessiva.

Nelle caselle corrispondenti a soluzioni con disponibilità sufficienti sono usati numeri in grassetto e sono numerate le soluzioni più convenienti (le soluzioni *a*) e *b*)) sono più costose e con indisponibilità maggiore rispettivamente delle 3 e 5).

apparati del 1° e 2° stadio, riporta i relativi valori di costo e di indisponibilità (come somma delle indisponibilità dei singoli apparati costituenti lo stadio). Si determina così la sequenza di sette possibili soluzioni di costo e disponibilità crescenti, riportata nella tabella 4. Le sette soluzioni utili sono riassunte nella tabella 5.

Ripetendo il procedimento per gli stadi 3° e 4° con i dati contenuti nella tabella 3 e supponendo che lo stadio 3 possa avere 4, 5, 6 apparati ridondanti e lo stadio 4 rispettivamente 4, 5, 6, 7, 8 apparati ridon-

(8) Infatti se $\overline{D}_1 = 0{,}2$ è l'indisponibilità di uno sadio (il 1° e il 3° nel nostro caso) tre di questi stadi hanno indisponibilità $\overline{D}_3 = 0{,}2 \cdot 0{,}2 \cdot 0{,}2 = 0{,}008$ (in generale $\overline{D}_n = \overline{D}_1{}^n$) e la corrispondente disponibilità $D_n = 1 - \overline{D}_n = 1 - 0{,}008 = 0{,}992$ lievemente superiore a quella assunta; analogamente per $\overline{D}_1 = 0{,}3$ (2° e 4° stadio) si ha $D_n = 1 - 0{,}3^4 = 1 - 0{,}0081 = 0{,}9919$.

danti si ottengono, per questi ultimi due stadi, le 8 soluzioni elencate nella tabella 6.

Ora si può istituire una nuova tabella, simile alla 4, nella quale i due stadi 1 e 2 si considerano come un primo blocco di costo e indisponibilità dati dalla tabella 5 e gli stadi 3 e 4 si considerano come un secondo

Tabella 5. Sequenza delle soluzioni con ridondanze negli stadi 1 e 2 combinati, dedotta dalla tabella 4

Soluzione	Numero di apparati ridondanti allocati per stadio		Disponibilità	Indisponibilità	Costo totale stadio 1 + 2 (dollari)
	Stadio 1	*Stadio 2*			
1	4	4	0,9903	0,0097	20,000
2	5	4	0,9916	0,0084	22,000
3	4	5	0,9950	0,0050	23,000
4	5	5	0,9973	0,0027	25,000
5	4	6	0,9977	0,0023	26,000
6	5	6	0,9989	0,0011	28,000
7	6	6	0,9992	0,0008	30,000

Tabella 6. Sequenza delle soluzioni con ridondanze degli stadi 3 e 4 combinati

Soluzione	Numero di apparati ridondanti allocati per stadi		Disponibilità	Indisponibilità	Costo totale stadio 3 + 4 (dollari)
	Stadio 3	*Stadio 4*			
1	4	4	0,9903	0,0097	10.000
2	4	5	0,9960	0,0040	11.000
3	4	6	0,9977	0,0023	12.000
4	4	7	0,9982	0,0018	13.000
5	5	6	0,9989	0,0011	13.500
6	5	7	0,9995	0,0005	14.500
7	5	8	0,9996	0,0004	15.500
8	6	7	0,9997	0,0003	16.000

Tabella 7. Sequenza di soluzioni di costo e di disponibilità crescenti

Soluzione	Numero di apparati ridondanti allocati per stadio				Disponibilità	Costo totale (dollari)
	1	2	3	4		
1	4	5	4	5	0,9920	34,000
2	4	5	4	6	0,9937	35,000
3	4	5	4	7	0,9942	36,000
4	4	5	5	6	0,9949	36,500
5	4	5	5	7	0,9955	37,500
6	5	5	5	6	0,9963	38,500
7	5	5	5	7	0,9968	39,500
8	4	6	5	7	0,9977	40,500
9	5	6	5	9	0,9978	41,500
10	5	6	5	7	0,9984	42,500
11	5	6	5	8	0,9985	43,500
12	5	6	6	7	0,9986	44,000
13	6	6	5	7	0,9987	44,500
14	6	6	5	8	0,9988	45,500
15	6	6	6	7	0,9989	46,000

blocco di costo e indisponibilità dati della tabella 6.

Ciò consente di trovare, sempre similmente a quanto fatto in tabella 4, le 15 soluzioni di costo e disponibilità crescenti elencate nella tabella 7.

Ovviamente la soluzione più economica, che tuttavia soddisfa alla condizione posta di avere una disponibilità maggiore del 99%, è la prima.

Le disponibilità D inizialmente poste e pari a 0,8 per gli apparati del 1° e del 3° stadio e pari a 0,7 per gli apparati del 2° e 4° stadio (tab. 3), derivano da valutazioni medie. Per determinare la *sensibilità alla disponibilità iniziale di ciascun apparato*, tutta la procedura sopra svolta per trovare la soluzione più economica con i dati iniziali suddetti è stata ripetuta per diversi valori della disponibilità iniziale. Precisamente si è supposto che la disponibilità si riduca a 0,6 in un solo stadio, il 4° o il 3° o il 2° od infine il 1°; inoltre si è da ultimo supposto che la disponibilità si riduca a 0,6 in tutti i quattro stadi. Si sono così trovati i costi minimi delle soluzioni che soddisfano alla condizione che la disponibilità dell'intero sistema non scenda sotto al 99% nei sei casi elencati nella tabella 8.

Tabella 8. Analisi della sensibilità del sistema ai dati di disponibilità iniziali

Caso	Disponibilità per apparato nello stadio N°				Costo sistema (dollari)
	1	2	3	4	
1	0,8	0,7	0,8	0,7	34,000
2	0,8	0,7	0,8	0,6	36,000
3	0,8	0,7	0,6	0,7	38.000
4	0,8	0,6	0,8	0,7	40,000
5	0,6	0,7	0,8	0,7	40,000
6	0,6	0,6	0,6	0,6	47,500

Da essa si deduce che la riduzione della disponibilità di un solo apparecchio a 0,6 determina un aumento del costo maggiore specialmente se tale riduzione a 0,6 si verifica negli stati iniziali.

Appendice 2.

Perdita economica per interruzioni di sistemi a pagamento (bibl. 5 pag. 52).

Le interruzioni per guasti su sistemi a pagamento (ad esempio circuiti telefonici) sono traducibili in perdita economica per l'Ente esercente. Le durate delle interruzioni e quindi la perdita economica relativa possono essere ridotte, disponendo elementi ridondanti in parallelo. Si vuole perciò valutare quale sia il numero ottimo delle ridondanze da disporre, affinché il costo totale del sistema su un arco di tempo T sia minimo.

Fissiamo ad esempio i dati della tabella 9. Il costo di interruzione per ogni intervallo considerato sia quello della 2ª colonna. Per un sistema con n elementi ridondanti in parallelo, la durata media di interruzione è:

$$t_n = \mathrm{MTR}/n$$

con MTR = tempo medio di ripristino di ciascun apparato.

Supponendo valida, per le durate dei guasti, la legge di Poisson, la probabilità che il sistema sia riattivato in un tempo t_i è:

$$P_{t<t_i} = e^{-(t_{i-1}/t_n)} - e^{-t_i/t_n} .$$

Tabella 9. Perdita economica per guasti che interrompono l'intero sistema

Durata singole interruzioni t_{i-1} (minuti)	t_i	Costo interruzione (dollari)	$P_{t<t_i}$ = probabilità che il sistema sia riattivato, in un tempo $<t_i$ (minuti) $n=1$, $t_n=30$	2 $=15$	3 $=10$	4 $=7,5$	5 $=6$
0	10	1000	0,28	0,49	0,62	0,72	0,81
11	20	2000	0,21	0,25	0,24	0,20	0,14
21	30	3000	0,16	0,12	0,09	0,08	0,05
31	40	4000	0,11	0,07	0,05		
41	50	5000	0,07	0,03			
51	60	6000	0,05	0,04			
61	70	7000	0,04				
71	80	8000	0,03				
81	90	9000	0,02				
91	100	10000	0,01				
101	110	11000	0,01				
111 e oltre		12000	0,02				
		Totale	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
Perdita (dollari)			3.305	2.020	1.570	1.360	1.240

I valori calcolati con tale formula sono riportati nella tabella 9 per cinque diversi valori di t_n.

Moltiplicando i probabili tempi di ripristino per i rispettivi costi e sommando, si ottengono, per ciascuna colonna, i valori scritti sull'ultima riga della tabella 9.

Supponendo poi che il costo totale, di acquisto e di esercizio, di ciascun apparato sia di 10 mila dollari, si possono calcolare, per ciascun caso, i valori riportati nella tabella 10 ove si è supposto che ogni anno si manifestino 10 interruzioni su ciascun apparato del sistema. Si trova così che, in un periodo di cinque anni il costo totale minimo del sistema si ha con 4 elementi in parallelo.

Tabella 10. Costo totale del sistema in 5 anni per n apparati ridondanti in parallelo

n	1	2	3	4	5
Costo sistema (dollari)	10000	20000	30000	40000	50000
Costo interruzioni in 5 anni (10^3 dollari)	165,25	101	78,5	68	62
Costo totale (10^3 dollari)	175,25	121	108,5	108	112

Conclusioni.

È stato stabilito che, in generale, la migliore configurazione di un generico sistema riparabile può determinarsi in funzione di parametri (variabili indipendenti) dei seguenti tre tipi:

a) prestazioni richieste al sistema;

b) tipo e configurazione degli apparati costituenti il sistema;

c) gestione della manutenzione e delle scorte.

L'obiettivo che si vuole realizzare è quello di rendere minimo il costo totale (costo di esercizio + costo di acquisto ed installazione) del sistema su un arco di tempo fissato, rispettando i vincoli esistenti per le variabili di tipo *a*), *b*), *c*) su indicate. Il problema si presenta quindi come un tipico problema di ottimizzazione, la cui soluzione può risolversi, in generale, con i metodi propri della programmazione non lineare (sia il costo sia qualcuno dei vincoli può non essere lineare).

Il lavoro su svolto costituisce un primo contributo alla soluzione di un tale problema, con speciale riferimento al caso dei ponti radio. Tale studio va quindi esteso a sistemi (o modelli) sempre più complessi (ad esempio l'intera rete di distribuzione dei programmi), ampliando, se necessario, il numero delle variabili indipendenti e quindi dei vincoli che si prendono in considerazione. Per ogni soluzione, a costo minimo, si può poi valutare la sensibilità di variazione del sistema, al variare dei coefficienti o dei termini noti delle equazioni di vincolo. (1294)

BIBLIOGRAFIA

1) Bazovsky: *Reliability theory and practice.* « Hall », 1961.

2) Calabro: *Reliability principles and practices.* « Mc Graw Hill », 1962.

3) Ireson: *Reliability Handbook.* « Mc Graw Hill », 1966.

4) L. Shooman: *Probabilistic Reliability.* « Mc Graw Hill », 1968.

5) Myers-Wong-Gordy: *Reliability engineering for electronic systems.* « J. Wiley ».

6) Chapouille-Pazzis: *Fiabilité des systemes.* « Masson », 1968.

7) Schwob-Peyrache: *Traité de fiabilité.* « Masson », 1969.

8) Navweps: *Hanbook reliability Engineering.* 1964.

9) Mil-HDBK-217: *Reliability stress and failure rate data for electronic equipment.*

10) Elkins: *The reliability of Microwave Radio-relay Systems.*

11) Quaglione G.: *Grado di affidamento della nuova stazione del Fucino.* « Elettronica », 1-1968.

12) C.C.I.T.T. - Com. IV e Speciale C: *Definizioni sulla fidabilità.*

13) Einhorn: *Reliability prediction for repairable redundant systems.* « Proc. IEEE ». Febbraio 1963.

14) Lloyd-Lipow: *Reliability; management, methods and mathematics.* « Prentice Hall », 1964.

15) Proceedings 7th and 8th Symposium on Reliability and quality control (1961-1962).

NOTIZIARIO

STIMOLATORE MUSCOLARE ELETTRONICO — Alla Conferenza dei Medici Riabilitatori che si è tenuta all'Aia dal 16 al 18 aprile 1970 ed al Congresso di Fisioterapia che ha avuto luogo subito dopo ad Amsterdam (27 aprile-2 maggio), è stato presentato un dispositivo elettronico dalle dimensioni di un pacchetto di sigarette atto a facilitare la deambulazione di persone affette da emiplegie più o meno accentuate. Esso utilizza il principio della stimolazione elettrica. L'apparecchio, che è stato sviluppato sotto il patrocinio della Philips dall'Istituto di Ricerca delle Percezioni in stretta collaborazione con la Sezione Sistemi Medici e con parecchi centri di riabilitazione, ripete, nel suo funzionamento, la stimolazione naturale.

Come si vede dallo schema esemplificativo di figura 1 per quanto riguarda l'attività motoria delle gambe, i centri motori della corteccia cerebrale A, attraverso i nervi B, D, con l'ausilio del sistema nervoso centrale C, trasmettono gli stimoli di contrazione alle fibre muscolari E.

Una sequenza così semplice della stimolazione neurologica naturale porterebbe però ad un'azione incontrollata e incontrollabile delle masse muscolari. Per ottenere un movimento coordinato, è necessario che siano presenti contemporaneamente un'azione stimolante ed una frenante (controreazione). La combinazione di queste azioni, fra loro contrastanti, viene sviluppata dal fuso neuromuscolare F. Le sue due estremità, che si possono contrarre, sono poste in contatto con la parte sensoriale della corteccia cerebrale dalla quale ricevono gli ordini di regolazione

Fig. 1. — Schema di funzionamento dello stimolatore muscolare.
A, Corteccia motrice del cervello; B, Nervi motori superiori; C, Sistema nervoso centrale; D, Nervi motori inferiori; E, Fibre muscolari; F, Fuso neuromuscolare; G, Estremità del fuso neuromuscolare che si contraggono; H, Corteccia cerebrale; I, Nervi sensoriali superiori; K, Nervi sensoriali inferiori (via efferente); L, Parte sensoriale del fuso neuromuscolare; M, Sistema nervoso periferico; N, Nervo da stimolare.

della contrazione, tramite i nervi sensori superiori, o inferiori K.

La via seguita dagli stimoli è detta motrice o efferente (H-I-K-G). Quando il muscolo si allunga, il fuso neuromuscolare che risulta in tensione, attiva la sua parte centrale L che a sua volta dà luogo agli stimoli convogliati al sistema nervoso centrale attraverso il sistema periferico M; la parte centrale del fuso neuromuscolare agisce così da elemento sensore.

Molte persone, ma specialmente quelle anziane, soffrono di difficoltà nella deambulazione proprio a causa di deficienze dei muscoli che sovraintendono al sollevamento dei piedi.

Le cause che provocano questi tipi di infermità, oltre a non essere facilmente diagnosticabili, sono anche di difficile risoluzione perché generalmente hanno origini neurologiche e traumatiche. Solo se i riflessi nervosi sono ancora intatti è possibile intervenire con stimoli elettrici ausiliari sul nervo corrispondente al muscolo da stimolare. Anche nei casi di paralisi spastica, lo spasmo può essere attenuato in questo modo.

Fra quelli sperimentali, il metodo della Stimolazione Elettrica Funzionale dell'attività motoria risulta particolarmente vantaggioso per i pazienti emiplegici. Mediante la così detta curva I t (curva intensità-tempo), si può accertare se è tecnicamente possibile stimolare il muscolo.

Lo stimolatore muscolare, di formato tascabile, agisce in modo semiautomatico; l'utilizzatore è quindi sollevato da qualsiasi problema inerente il comando e la manutenzione. Per la sua alimentazione si usano pile facilmente reperibili.

Il segnale presente all'elettrodo applicato alla gamba è un'onda quadra di 6 mA massimi a 100 V il cui impulso, della durata di 0,6 ms, ha una frequenza di ripetizione di 50 Hz; l'ampiezza della tensione di uscita è comunque regolabile mediante un potenziometro al fine di adattarla ad ogni paziente. Questo segnale viene convogliato dall'elettrodo posto sotto la sommità della fibula; infatti l'obiettivo dello stimolatore muscolare è quello di eccitare il nervo preposto al comando del peroneo e del tibiale durante la deambulazione, nel momento in cui questo deve essere normalmente presente.

Il dispositivo di stimolazione come si vede in figura 2 si compone di:

— *Generatore del segnale di stimolazione* sopra descritto.

— *Suola di gomma slacciabile.* È dotata di camera d'aria, viene posta sotto il piede sano ed è collegata ad un commutatore per mezzo di un tubicino di gomma che fa commutare il generatore quando il peso del corpo si sposta sul piede sano.

— *Sistema di commutazione* di elevata affidabilità è resistente al logorio. Si adatta ad ogni tipo di scarpa ed il suo funzionamento è indipendente dal tipo di superficie sulla quale il paziente cammina. Tali proprietà sono molto importanti perché al paziente deve essere garantita la massima sicurezza; la sua fiducia, essenziale in questi casi, potrebbe infatti venire compromessa dall'interruzione improvvisa dello stimolo.

— *Elettrodo composito.* Quando il piede sano viene posto a terra, l'aria compressa nella suola di gomma comanda il generatore che a sua volta stimola con un impulso il nervo peroneo della gamba sofferente mediante l'elettrodo. Questo è composto da una parte conduttrice situata in un elettrodo anulare neutro realizzato in gomma conduttiva e separata dall'elettrodo vero e proprio da un anello isolante. L'elettrodo conduttore, di acciaio inossidabile, posizionabile con un piccolo strato di spugna inumidita,

Fig. 2. — Parti componenti lo stimolatore muscolare elettronico.

viene pressato contro la gamba all'altezza del nervo peroneo comune mediante una benda elastica. Per la sua semplicità, l'elettrodo può essere applicato dallo stesso paziente e, se non si ottiene la riabilitazione completa, può rimanere applicato in permanenza dato che non produce irritazioni locali.

Quando il nervo peroneo comune riceve lo stimolo elettrico, la gamba paralizzata è sollecitata a lanciarsi in avanti. Nel momento in cui la pianta del piede sano lascia il suolo, il generatore si ferma a causa della ridotta pressione dell'aria; per conseguenza i muscoli del piede paralizzato si rilassano di nuovo. La contrazione ed il rilassamento dei muscoli sono cioè sincronizzati secondo la meccanica della deambulazione normale. Nel caso in cui il paziente debba rimanere fermo a lungo sul piede sano, il gene-

ratore si spegne automaticamente dopo 2 secondi.

I pazienti che fino ad ora hanno usato lo stimolatore hanno constatato miglioramenti concreti delle loro condizioni. È però evidente che per un gran numero di casi l'effetto rieducativo è riscontrabile solo dopo un certo periodo di pratica applicazione. Su 50 pazienti, fra i 60 prescelti, sono stati comunque osservati sia una deambulazione più aderente alla normale, sia un aumento della velocità. Le altre 10 persone hanno potuto trarre beneficio dallo stimolatore continuando ad usarlo più a lungo.

Si avverte che lo stimolatore può effettivamente rimediare o migliorare le deficienze della deambulazione. La supervisione medica è però essenziale. Il paziente, prima di acquistare o utilizzare il dispositivo, dovrà quindi consultare un medico o uno specialista oppure mettersi in contatto con un centro medico. (1306)

UNITÀ DI REGISTRAZIONE DIRETTA SU NASTRO MAGNETICO — L'unità di registrazione diretta su nastro magnetico Keytape della Honeywell Information Systems Italia, illustrata in figura, viene utilizzata come supporto di introduzione dei dati nei sistemi elettronici di elaborazione. Essa elimina, rispetto all'uso delle schede perforate, il costo delle schede stesse e soprattutto riduce drasticamente l'impegno, in termini di tempo, dell'elaboratore elettronico durante la fase di introduzione dei dati. Infatti si possono introdurre fino a 240 mila caratteri al secondo contro un massimo di 80.000 caratteri al minuto per i più veloci lettori di schede. Le Keytape permettono sia la registrazione, sia la verifica dei dati su nastro magnetico e possono inoltre essere utilizzate come terminali per trasmissione dati, come stampanti fuori linea e come unità di conversione da scheda perforata a nastro magnetico.

Uno sviluppo della Keytape, destinato in particolare alle aziende con elevatissimi volumi di registrazioni, sono i sistemi Keyplex in cui un piccolo elaboratore gestisce l'attività di registrazione di un intero centro di entrata dati. Possono essere collegati fino a 64 posti di registrazione e tutti i dati introdotti vengono trasferiti su una memoria a disco magnetico.

Quando è terminato un lavoro oppure quando tutte le operatrici hanno terminato i rispettivi lavori, i dati registrati su disco vengono trasferiti su un nastro magnetico con una organizzazione sequenziale per l'elaborazione. (1285)

4901

OSCILLATORE A STATO SOLIDO DA 60 GHz — In questo notiziario si è già riferito più volte sugli oscillatori a stato solido che utilizzano l'effetto Gunn (v. n. 1 1968 p. 35, n. 3 1968 p. 111, n. 3 1969 p. 111, n. 4 1970 p. 150). I modelli di cui si è dato notizia arrivavano ad una frequenza massima di 18 GHz. Ora la Varian produce il modello VSE-9020 che funziona su frequenze comprese fra 50 e 60 GHz. Esso eroga una potenza di 5 mW; la frequenza è regolabile mediante una sola vite di accordo in un campo di oltre 200 MHz; è richiesta una sola tensione di alimentazione continua di 3,2 V. La tensione di uscita a radiofrequenza è eccezionalmente esente da rumore, caratteristica questa dei dispositivi ad arseniuro di gallio che sfruttano l'effetto Gunn. Inoltre, poiché la potenza di uscita è ottenuta direttamente sulla frequenza fondamentale

4902

senza moltiplicazione armonica, essa è altresì praticamente esente da segnali armonici spuri.

L'oscillatore VSE-9020 può funzionare con temperature ambiente comprese fra 0 ÷ 50° C e pesa circa 75 grammi. (1287)

ANALIZZATORE DI CIRCUITI INTEGRATI — Questo strumento (TX 935 della ITT Metrix), che è dotato di grande versatilità e precisione, effettua tutte le prove di carattere logico ed analogico e le misure di corrente di entrata e di uscita nei circuiti integrati di ogni tipo, compresi i MOS.

La sua caratteristica essenziale è la possibilità da parte dell'utilizzatore di intervenire a tutti gli stadi delle misure per controllare il funzionamento del campione, la corrispondenza esatta dei dati di prova, la causa del rifiuto e la natura del guasto del circuito in esame. Inoltre l'utilizzatore può intervenire rapidamente per cambiare i dati di prova e, senza difficoltà, cablare i cassetti di programmazione automatica. Una serie di accessori ne estende le possibilità di misura allo studio dei circuiti integrati in laboratorio. (1313)

4864

COMANDO SIMULTANEO DI MACCHINE — Un ulteriore passo verso un processo di lavorazione completamente automatizzato è costituito dal sistema CommanDir (*Com*puterized *Man*ufacturing *Dir*ector) della General Electric, il quale è stato presentato alla recente National Machine Tool Builders Association Exhibition di Chicago, mentre venivano effettuate le prime consegne negli Stati Uniti. Il sistema CommanDir può controllare simultaneamente fino a 30 macchine comandate numericamente.

Nella foto la stazione dell'operatore (una per macchina) che collega l'unità controllata numericamente al cuore del computer del sistema CommanDir. Viene usata per richiamare e ricevere programmi di singole parti e serve come una vera e propria stazione operativa, dove l'informazione numerica data dall'operatore o dai sensori delle macchine può essere ritrasmessa alla consolle del CommanDir. (1305)

4975

OSCILLOSCOPIO — È portatile, di applicazione generale, a larga banda, di costruzione modulare, con cassetti estraibili, sia per l'asse verticale, sia per quello orizzontale. Prodotto in Giappone dalla Iwasaki, è venduto in Italia dalla Belotti di Milano ed ha le seguenti principali caratteristiche:

Tubo catodico diametro 120 mm, area del reticolo cm 10 × cm 8 ad illuminazione regolabile. Tensione acceleratrice 3000 V.

Amplificatore verticale (cassetto V-3A) -9 portate e cioè 0,01, 0,02, 0,05, 0,1, 0,2, 0,5, 1, 2, 5 V/cm (± 3%); risposta di frequenza dalla c.c. a 5 M Hz (± 3%)-tempo di salita 70 ns - attenuatore con regolazione fine-impedenza d'entrata senza sonda 1 M ohm 50 pF; con sonda 10 M ohm 20 pF-massima tensione di entrata 500 V.

Amplificatore orizzontale (cassetto H-3X)-20 portate e cioè: 0,5 1, 2, 5, 10, 20, 50 microsec./cm; 0,1, 0,2, 0,5, 1, 2, 5, 10, 20, 50 ms/cm 0,1, 0,2, 0,5, 1 s/cm (± 5%); spazzolamento continuo non tarato da 0,5 microsecondi/cm a 2,5 s/cm. Lo spazzolamento può essere singolo, a sgancio, continuo. La sincronizzazione dello spazzolamento può essere a comando interno ad un livello corrispondente ad una deviazione verticale di 5 mm fra 50 Hz e 1 M Hz e una deviazione di 20 mm da 5 Hz a 2 M Hz, oppure a comando esterno con una tensione non inferiore a 0,5 V picco-picco da 50 Hz a 1 M Hz e di 1 V picco picco dalla c.c. a 2 M Hz.

Lo spazzolamento può essere espanso fino a 5 volte a destra o a sinistra raggiungendo così una velocità di 1 cm/0,1 microsecondi.

Generatore di tensioni tarate a forma d'onda quadra, frequenza di rete, tensioni 0,02, 0,2, 2 V (± 3%).

Lo strumento è alimentato dalla rete a 220 V, 50 Hz assorbe 250 VA circa, pesa circa 20 kg e ha le dimensioni di 28 cm × 37 cm × 500 cm. (1311)

4982

TIRISTORE CON TENSIONE DI 2.000 VOLT — La Westinghouse Electric Corporation ha posto in vendita un nuovo tiristore con una tensione di cresta fino a 2000 volt, che rappresenta il raddrizzatore comandato al silicio con la tensione più alta disponibile sul mercato americano, ottenuta senza che sia stato necessario sacrificare nessuna altra importante caratteristica.

Data l'elevata tensione, unita all'elevato valore di corrente, questo tiristore è particolarmente idoneo ad essere impiegato per il comando di motori, nei dispositivi di avviamento e nei sistemi di alimentazione primaria regolata, permettendo in alcuni casi di ridurre del 50% il numero dei tiristori necessari per avere una determinata combinazione di tensione e di corrente.

Con un valore garantito di *dv/dt* di 300 V/s, questo tiristore ha un basso impulso di corrente d'innesco, non superiore ai 300 mA. Il valore medio della corrente a semionda è di 300 ampere.

Il tiristore ha un sistema esclusivo di incapsulamento a compressione il quale elimina la fatica termica data l'assenza di elementi di saldatura. Esso è disponibile in due versioni, nel modello 286-Y30 contenente una spugna termica integrale e in quello 270-Y30 con una montatura a perno. (1304)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

MATTEWS P. A. - STEPHENSON I. M.: **Componenti per microonde.** « Franco Angeli Ed. » - Milano, 1970.

Un volume di 260 pagine, formato cm 15 × cm 22,5, con 119 figure. Tradotto dall'inglese.

Rilegato - Prezzo 6.000 lire.

Gli autori, due liberi docenti e ricercatori inglesi, hanno inteso compendiare in un volume di mole relativamente ridotta, e in forma prevalentemente descrittiva, i principi che sono alla base del funzionamento delle linee di trasmissione e dei componenti a microonde.

Il volume intende dare una prima informazione generale sui componenti a microonde a studenti e tecnici. Esso ha il pregio di trattare l'argomento da un punto di vista moderno, dando particolare estensione e risalto ad alcuni argomenti divenuti recentemente di attualità. Così, già nei primi capitoli dedicati a richiami sull'elettromagnetismo e sulla teoria della propagazione nelle linee, vengono citate oltre ai tradizionali cavi coassiali e guide di onda, anche le linee a striscia. Viene svolta in seguito la teoria dei parametri di diffusione, e dopo aver descritto i componenti reciproci a una e più porte, un attento esame è dedicato ai componenti non reciproci impieganti ferriti (a cui è dedicata anche l'appendice). Segue una trattazione sui criteri di progetto dei filtri e, dopo alcuni esempi di sistemi a microonde, un capitolo sulle tecniche di misura, con particolare menzione delle misure a frequenza spazzolata.

Un rapido cenno, infine, è dedicato ai componenti passivi a semiconduttore.

Ci pare tuttavia che l'esigenza di concisione sia andata, in qualche punto, a scapito della chiarezza, e ciò avrebbe giustificato forse una trattazione più estesa, specie per l'intento didattico del libro.

Pregio del volume è infine di avere una traduzione sufficientemente accurata, nonostante la difficoltà di rendere in italiano molti termini anglosassoni. Peccato che in qualche punto, siano sfuggiti alcuni errori, per esempio nella simboleggiatura (GHz invece di MHz, MW cioè megawatt invece di mW ossia milliwatt, la « resistenza alla perforazione dielettrica » espressa in kW/cm^2) oppure manchino alcuni riferimenti su una figura. Anche se ciò richiede una certa avvedutezza da parte del lettore, si tratta tuttavia di un libro interessante e di utile lettura.

I titoli dei capitoli sono i seguenti: Cap. 1°: Introduzione: onde guidate (p. 11); Cap. 2°: Teoria delle linee di trasmissione (p. 47); Cap. 3°: Teoria delle matrici per componenti a microonde (p. 68); Cap. 4°: Accoppiamento e adattamento dei sistemi di trasmissione (p. 80); Cap. 5°: Dispositivi a porta singola (p. 94); Cap. 6°: Dispositivi reciproci a più porte (p. 107); Cap. 7°: Componenti non reciproci (p. 121); Cap. 8°: Risonatori a cavità e filtri (p. 147); Cap. 9°: Giunti e commutatori (p. 168); Cap. 10°: Alcuni esempi di sistemi per microonde (p. 189) Cap. 11°: Misura delle microonde (p. 209); Cap. 12°: Dispositivi a semiconduttore per componenti passivi a microonde (p. 244).

Appendice: Risonanza di spin ed effetti derivanti da essa (p. 255).

R.G. (1298)

PETITCLERC A.: **Traité des ordinateurs.** « Dunod ». Parigi, 1970.

Vol. 1°: *Algebra logica, aritmetica binaria, algoritmi.* Pagine VIII + 244 con 266 figure.

Prezzo 48 franchi francesi.

Vol. 2°: *Principi elementari e organizzazione di un calcolatore.* Pagine XII + 266 con 273 figure.

Prezzo 56 franchi francesi.

L'opera si colloca, colmando una lacuna, fra i volumetti di divulgazione scientifica ed i trattati specializzati. Fra la superficialità che normalmente accompagna i primi ed il contenuto teorico ed astratto dei secondi, il « traité des ordinateurs », che sviluppa in modo essenziale e logico i concetti algebrici e gli schemi circuitali associati, inserisce una scientifica concretezza.

L'autore, con il primo volume, introduce la logica algebrica, l'aritmetica binaria e gli algoritmi di calcolo curando in particolar modo il simbolismo.

Il volume si divide in tre parti: l'algebra booleana (62 pagine), i diagrammi di Karnaugh (65 pagine) e l'aritmetica binaria (120 pagine). Attraverso appunto i diagrammi di Karnaugh l'autore fa passare dall'algebra booleana ai circuiti più elementari e più economici per la soluzione di semplici problemi di calcolo automatico. Numerose applicazioni ed esempi numerici permettono di assimilare a fondo la materia trattata.

Il secondo volume è dedicato ai principali elementi di un calcolatore e all'organizzazione circuitale interna. Esso si articola in 5 capitoli:

— elementi principali (pagg. 82): codifica, decodifica, conteggio, spostamenti di informazioni;
— operatori aritmetici (pagg. 33): circuiti elementari di addizione e sottrazione, circuiti elementari logici di confronto;
— memorie (pagg. 25): riservato solo alle memorie interne di un calcolatore;
— unità aritmetica e logica (pagg. 57): macchine seriali e parallele, le varie tecniche per effettuare le operazioni elementari;
— organizzazione di un calcolatore (pagg. 42): codifica ed esecuzione delle istruzioni.

Un esempio di realizzazione di un piccolo calcolatore chiude l'opera. Essa può essere capita anche da coloro che non abbiano preparazione specifica e se ne può pertanto raccomandare la lettura anche agli studenti delle scuole superiori ad indirizzo tecnico scientifico.

Una eventuale nuova edizione dovrebbe prevedere nel capitolo sulle memorie, spazio anche per un discorso sulle memorie periferiche.

L.F. (1320)

FITCHEN F. C.: **Electronic integrated circuits and systems.** « Van Nostrand Reinhold Co. » New York, 1970.

Un volume rilegato di XII + 420 pagine, formato cm 16 × cm 23,5 con 269 figure e con 225 problemi di alcuni dei quali viene riportata la soluzione in appendice.

Il volume è rivolto ai tecnici ed agli studenti a livello universitario come introduzione alle nuove possibilità applicative aperte all'elettronica, dall'avvento dei circuiti integrati.

Nella trattazione viene destinato maggiore spazio all'aspetto circuitistico e sistemistico dei circuiti integrati, più che alla loro tecnologia. E per tale motivo vengono forniti numerosi esempi riguardanti i circuiti integrati disponibili sul mercato (in modo che il lettore possa avere un'idea delle possibilità e delle limitazioni circa il loro impiego), mentre non vengono presi in esame i nuovi sviluppi tecnologici ancora allo stadio di ricerca e messa a punto alla data della pubblicazione del libro.

Il libro è diviso in tre parti. I primi 4 capitoli costituiscono un'introduzione ai circuiti integrati con definizioni, simbologia, processi tecnologici base, caratteristiche dei singoli componenti che partecipano all'integrazione (resistori, diodi, transistori, condensatori, FET, ...) comprendenti anche due brevi trattazioni sull'analisi circuitale del transistore e sulla controreazione.

La seconda parte, composta da altri 4 capitoli, riguarda la circuitistica e la sistemistica dei circuiti integrati analogici.

Infine la terza parte (altri 4 capitoli) tratta la circuitistica e la sistemistica dei circuiti integrati logici.

Interessanti i problemi proposti dall'autore al termine di ogni capitolo.

Questi i titoli dei capitoli costituenti il testo:

Cap. 1°: Introduzione ai circuiti integrati (p. 3); Cap. 2°: Basi fisiche per i circuiti integrati (p. 28); Cap. 3°: Analisi circuitale del transistore (p. 58); Cap. 4°: Controreazione (p. 98); Cap. 5°: Circuiti integrati lineari considerati come blocchi costruttivi separati (p, 117); Cap. 6°: L'amplificatore operazionale (p. 150); Cap. 7°: Circuiti con amplificatori operazionali (p. 182); Cap. 8°: Circuiti integrati lineari per telecomunicazioni (p. 207); Cap. 9°: Parti logiche (p. 253); Cap. 10°: Circuiti integrati digitali considerati come blocchi costruttivi separati (p. 291); Cap. 11°: Circuiti integrati digitali considerati come moduli (p. 329); Cap. 12°: Applicazioni dei circuiti integrati (p. 373).

V.G. (1319)

STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 6-1971 (4986)

Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

NORDMENDE

electronics

Oscilloscopio transistorizzato per TV tipo TO 368

INDICATORE OTTICO

Tipo: D 13 - 40 GH
Diametro dello schermo: 130 mm a superficie piatta
Colore e persistenza: verde, medio-corta
Tensione totale di postaccelerazione: 4,5 kV
Reticolo millimetrato 100 x 60 a luminosità regolabile

INGRESSO Z

Impedenza d'ingresso: 1 MΩ — 10 nF
Tensione di spegnimento: ⩾ 30Vptp

AMPLIFICATORE Y A DUE INGRESSI COMMUTABILI

Amplificatore in continua, commutabile come amplificatore in alternata, con o senza clamping
Commutatore d'ingresso: AC - DC - O
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ/30 pF, 300 V max
Sensibilità: 5 mV/cm ÷ 20 V/cm in 12 sottogamme ±3%
Regolazione continua: 1 : 3 (senza clampling)
Larghezza di banda: 0 ... 15 MHz (—3 dB)
Tempo di salita: < 23 nsec.
Polarità: positiva o negativa selezionabile a tasto
Overshoot: < 2%

SONDA

Pos. 1 : 1 1 MΩ//60 pF, 300 V max - Pos. 10 : 1 10 MΩ//12 pF, 800 V max

TENSIONE DI TARATURA

300 mV ±1% - 3 V ±1% (ca. 1 kHz onda quadra)

AMPLIFICATORE X

Amplificatore in continua: 0,2 V/cm espandibile x 10 a 20 mV/cm tarato a fondo corsa
Tempo di salita: 0,35 μs
Larghezza di banda: 0 ... 2 MHz
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ//30 pF

BASE TEMPI

Agganciabile con trigger, oppure libero
Base tempi: in 20 passi tarati al 3%: 0,5-1-2-5-10-20-50-100-200-500 μs/cm, oppure con commutazione a tasto: ms/cm
Regolazione continua: 1 : 3 (id. con 1.5 s/cm)
Espansione: 10 volte, regolazione continua calibrata a fondo corsa (id. con 50 ns/cm)
Scansione per esplorazione quadro/riga TV, selezionabile a tasto, con agganciamento automatico sul relativo sincronismo
Deflessione a frequenza di rete 50 Hz sinusoidale inseribile tramite pulsante. Fase regolabile internamente

TRIGGER

Tipo: interno, esterno, DC, AC automatico, positivo, negativo
Campo del trigger: DC 0 ... 15 MHz - AC 5 Hz ... 15 MHz
Campo di sincronizzazione: 30 MHz
Livello del trigger: regolabile con continuità ±5 cm della traccia
Soglia interna: 3 mm di deflessione
Soglia esterna: 0,1 V
Impedenza d'ingresso: 1 M Ω//30 pF

ALIMENTAZIONE STABILIZZATA

Rete: 110/220 V AC ±10%
Frequenza di rete: 50 ... 60 Hz
Assorbimento di potenza: 75 Watt
Batteria: 22 ... 32 V/2 A

PARTICOLARITA'

Tutte le tensioni di pilotaggio del tubo r.c. sono stabilizzate elettronicamente (Accelerazione, Filamento, Focalizzazione, ecc.)
Lo strumento è provvisto di piedini per funzionamento verticale
Reticolo ad illuminazione regolabile e filtro di contrasto verde
Dimensioni e peso: mm 240 x 160 x 497 - 12,9 kg

Altri strumenti di produzione NordMende: Oscilloscopi da 4" - 5" e 7", Vobulatori, Voltmetri elettronici analogici e digitali, Generatori TVC - BF - HF, Frequenzimetri digitali, Distorsiometri, Codificatori stereo. Alimentatori CA e CC, Attenuatori, Monitori BN e Colore.

È disponibile la pubblicazione: «Impiego pratico del generatore di barre di colore». Agli interessati che ne faranno richiesta verrà inviata in contrassegno di L. 800.

NORDMENDE - Bremen
Rappresentanza Generale per l'Italia:

Ditta Ing. OSCAR ROJE

20147 Milano - Via S. Anatalone, 15
Tel. 41.54.141/2/3

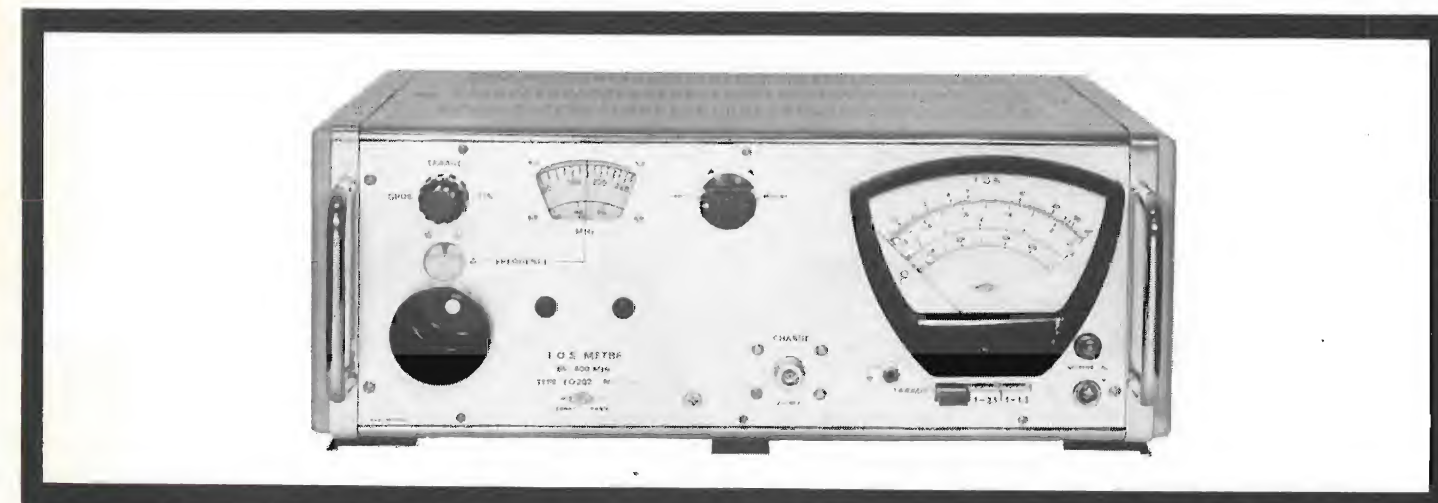
00187 Roma - Via Di Porta Pinciana, 4
Tel. 465.630/480.029

ferri pubblicità

Indicatori del rapporto d'onda stazionaria (ROS)
Mod. TO 202 e AG 201 A

Per una misura rapida e precisa del rapporto d'onda stazionaria, la FERISOL ha messo a punto i modelli TO 202 e AG 201 A, quest'ultimo interamente transistorizzato.

AG 201 A

Il nuovo indicatore di ROS modello AG 201 A, è uno strumento interamente transistorizzato e particolarmente sensibile.
Misure sulle linee
Misure d'attenuazione
Indicatore di livello 0
5 scale di lettura:
in ROS: 1-1,3 - 1-4 - 3,2-10
in dB: 0-2,5 - 0-10.
Guadagno regolabile da 0 a 70 dB
Entrata ad alta impedenza a cristallo o a bolometro.

TO 202

È basato sul principio degli accoppiatori direttivi. Permette una misura particolarmente facile anche da personale non specializzato.

Può essere usato anche come generatore VHF e UHF a frequenza e livello d'uscita variabili. Il segnale può essere modulato da un'onda quadra a 1 kHz.

Gamma di frequenze: da 65 MHz a 500 MHz.
Scale di lettura diretta:
coefficiente di riflessione ρ da 0 a 1
coefficiente ROS in 3 scale: da 1 a ∞ da 1 a 2,1 e da 1 a 1,3.

il successo FERISOL nel mondo è garanzia di precisione e qualità

Per ulteriori informazioni compilare e spedire l'unito tagliando a:

FERISOL
UFFICIO TECNICO ITALIANO
20133 Milano
via F.lli Sangallo 51 - Tel. (02)7386538

Vi prego di spedirmi una documentazione più particolareggiata dei Mod. **TO 202 – AG 201 A**

nome ____ cognome ____
ditta ____ telefono ____
indirizzo ____ cap. ____ città ____

PRESTEL

MISURATORE

DI INTENSITA' DI CAMPO A TRANSISTORI UHF/VHF/FM MOD MC 16

Riceve tutti i segnali da 2,5 μV a 1 V Sintonizza tutte le frequenze in soluzione continua
da 40 a 230 MHz in VHF
da 470 a 900 MHz in UHF

Rivela con ascolto in altoparlante le portanti FM e AM (TV Radio Dilettanti Aeroservizi e qualsiasi altro segnale).

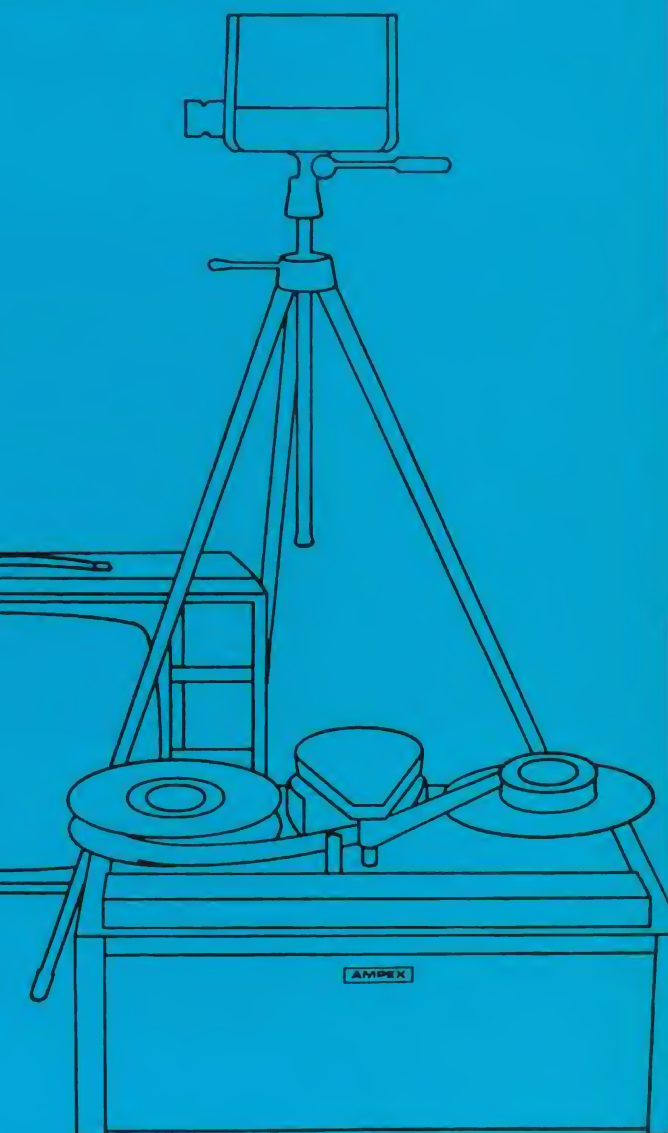
SENSIBILE – SELETTIVO
STABILE-SICURO-COMPLETO
E' LO STRUMENTO
INDISPENSABILE
ALL'INSTALLATORE
E AL TECNICO TV

PRESTEL s.r.l. - 20154 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48 - TEL. 31.23.36

AMPEX

CCTV

CLOSED CIRCUIT TELEVISION

APPARECCHIATURE DI RIPRESA
E RIPRODUZIONE
PER TELEVISIONE A CIRCUITO CHIUSO

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA:

LARIR International s.p.a. - 20129 MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A TEL.: 795762-795763-780730

LA DUCATI ELETTROTECNICA MICROFARAD E' IN GRADO DI SODDISFARE OGNI RICHIESTA DELLA INDUSTRIA RADIOELETTROTECNICA ED ELETTRONICA NEL CAMPO DEI CONDENSATORI FISSI.
INFATTI, LA RECENTE REALIZZAZIONE DI NUOVE SERIE AVENTI DIFFERENTI CARATTERISTICHE ELETTRICHE, VIENE ORA SEGUITA DALLA INTRODUZIONE NEI NUOVI CATALOGHI, DI ULTERIORI SERIE CON CARATTERISTICHE MECCANICHE ADATTE ALLE MODERNE ESIGENZE DELLA PRODUZIONE DI APPARATI IN GRANDE SERIE.